

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR
ESTUDIOS DE GRADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE
TELECOMUNICACIÓN



TRABAJO FIN DE GRADO

SENSORES PASIVOS BASADOS EN LÍNEAS MAGNETO-INDUCTIVAS

REALIZADO POR:

Javier Martínez Cebrián

DIRIGIDO POR:

Francisco Javier Herraiz Martínez

DEPARTAMENTO:

Teoría de la Señal y Comunicaciones

Leganés, Madrid, junio de 2014

A mi familia y amigos

"No creo que haya ninguna cumbre que no pueda ser escalada por una persona que conozca el secreto para hacer realidad sus sueños. Este secreto especial yo lo resumo en cuatro C. Son la curiosidad, la confianza, el coraje y la constancia. De todos ellos el más importante es la confianza. Cuando creas en algo, créelo sin dudar y sin cuestionarlo"

WALT DISNEY

RESUMEN

Las nuevas tecnologías se encuentran ante el desafío de miniaturizar los dispositivos y disminuir el coste de manufacturación. Esta tendencia se encuentra presente en el desarrollo de sistemas cuya función es la obtención de información de forma remota, como por ejemplo los sensores. Se han realizado una gran cantidad de diseños para el sensado de diversas magnitudes como la humedad, tensión o nivel de gas, por ejemplo. El esquema de funcionamiento típicamente consiste en un dispositivo “lector” que solicita la información y la interpreta, y un “tag” (o “etiqueta”) cuya función es sensar una magnitud para transmitir su información al “lector”. El coste principal de estos dispositivos recae en la utilización de circuitos integrados (su diseño, fabricación, testado e integración), y la alimentación de los sensores es también un inconveniente, por lo que la tendencia es realizarlos chipless (sin chip) y pasivos (sin alimentación).

En el presente trabajo se propone la realización de sensores de temperatura chipless, pasivos y con posibilidad de ser inalámbricos. En la literatura se han propuesto varias formas de realizar este tipo de aplicaciones, pudiéndolas agrupar en tres grandes categorías: reflectometría en el dominio del tiempo, firma espectral y modulación en amplitud/fase de la señal reflejada. Los sensores de temperatura de este trabajo se han diseñado basándose en la primera categoría, utilizando concretamente Líneas Magneto-Inductivas. Están formadas por partículas resonantes que se utilizan en el diseño de metamateriales, denominadas SSR. Se han diseñado dos sensores en bandas ISM reguladas para que tengan aplicación comercial, la banda de 2,45 GHz y la de 915 MHz, incluyendo para la segunda el diseño de un detector para obtener la envolvente de la señal.

PALABRAS CLAVE

Sensor, metamateriales, líneas magneto-inductivas, sin chip, reflectometría en el dominio del tiempo, radiofrecuencia.

ABSTRACT

The most important challenges of novel technologies are miniaturizing the devices and reducing the manufacturing cost. These trends are present in the development of systems whose function is to obtain information remotely, such as sensors. A lot of designs have been made for sensing several magnitudes as moisture, strain or gas level, for example. The operation scheme typically consists in a “reader” dispositive that requests the information and read it, and a “tag” whose function is to sense a magnitude to send its information to the “reader”. The main cost of these devices lies in the use of integrated circuits (design, manufacture, testing and integration). The sensor supply is also a problem. Thus, the tendency is to perform them chipless (without chip) and passive (without supply).

In the present work, chipless and passive sensors are proposed. Moreover, they are ready for wireless operation. Several ways have been proposed in the literature to perform this kind of applications, and we can cluster them in three wide classes: time domain reflectometry, spectral signature and amplitude/phase backscatter modulation. The temperature sensors of this work are based on the first class, in particular they make use of Magneto-Inductive Lines. They are based on resonant particles that are used in metamaterial design, the so called SSRR. Two sensors in ISM regulated bands have been designed to have commercial application (2,45 GHz and 915 MHz bands). Moreover, for the second prototype has been proposed a detector that obtains the signal envelope.

KEY WORDS

Sensor, metamaterials, magneto-inductive waves, chipless, time domain reflectometry, radiofrequency.

Acrónimos

AWR Advancing the Wireless Revolution

BW Band Width (Ancho de banda)

CNT Carbon Nano-Tubes (Nanotubos de Carbono)

CSRR Complementary Split Ring Resonator

CST Computer Simulation Technology

dB Decibelios

ENG Epsilon-Negative (Épsilon-Negativa)

GHz Gigahercios

ISM Industrial, Scientific and Medical radio band (Banda radio Industrial, Científica y Médica)

ITU International Telecommunication Union

ITU-R International Telecommunication Union - Radiocommunication

LH Left-Handed (Zurdo)

MHz Megahercios

MIW Magneto-Inductive Waves (Ondas Magneto-Inductivas)

MNG Mu-Negative (Mu-Negativa)

PVC Poly Vinyl Chloride

RFID Radio Frequency Identification (Identificación por Radiofrecuencia)

RH Right Handed (Diestro)

SAW Surface Acoustic Waves (Ondas Acústicas de Superficie)

SRR Split Ring Resonator

SSRR Squared Split Ring Resonator

TDR Time Domain Reflectometry (Reflectometría en el Dominio del Tiempo)

TW Thin Wire

UHF Ultra High Frequency

Agradecimientos

Quiero dedicar este apartado a las personas que me han apoyado durante la realización de este Trabajo Fin de Grado. Sin su ayuda, la consecución del proyecto no habría sido posible.

En primer lugar, quiero agradecer al Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones todas las oportunidades que me ha brindado. Sobre todo a Ignacio Martínez Fernández debido a su interés en facilitarme el contacto de mi tutor, al ser un compañero suyo de confianza. A Javier Montero de Paz, por su ayuda durante el transcurso de las asignaturas del grado relacionadas con este trabajo. Y también a Daniel Segovia Vargas y Fernando Díaz de María, por ayudarme en todo lo posible a encauzar mi carrera profesional. Especialmente quiero agradecer a mi tutor Francisco Javier Herraiz Martínez, toda su dedicación a favor del desarrollo de este proyecto. También su interés por el mismo, las tutorías, la información facilitada y su esfuerzo por reunir todo el material necesario. Además, es la persona que ha fomentado mi interés por la investigación en el ámbito de este proyecto.

A toda mi familia le doy las gracias por el apoyo recibido. Siempre que he requerido su ayuda, he podido contar con ellos y han hecho lo posible por hacer esto más llevadero. También se lo agradezco con un cariño especial a Sara, mi cantante/naturópata/psicóloga preferida y compañera del alma, así como a sus padres, que me han ayudado en todo lo posible. No puedo olvidarme de todos mis amigos y compañeros de clase, sin los cuales nada habría sido igual y yo no sería la persona que soy. Gracias a ellos esta época de mi vida ha sido mucho más interesante y digna de recordar. Por último, quiero darle las gracias a toda persona que no haya sido mencionada, y que en cierto modo me haya apoyado o haya contribuido al desarrollo de este Trabajo Fin de Grado.

Índice general

Resumen	I
Abstract	II
Acrónimos	III
Agradecimientos	V
Índice general	VI
Índice de figuras	IX
Índice de tablas	XV
Índice de algoritmos	XVI
1 Introducción	1
1.1 Motivación	1
1.2 Objetivos	1
1.3 Tecnologías base	4
1.4 Aplicación en sensores	6
1.4.1 Sensores de gas	7
1.4.2 Sensores de temperatura	9
1.4.3 Sensores de humedad	10
1.4.4 Sensores de movimiento	12
1.4.5 Sensores de tensión	14
1.5 Introducción a los metamateriales	16
1.5.1 Fundamentos básicos	16

1.5.2	Teoría de Viktor Velesago	18
1.5.3	La estructura Thin-Wire, el medio ENG	19
1.5.4	La estructura SRR, el medio MNG	20
1.5.5	Implementación de un medio LH	22
1.6	Líneas Magneto-Inductivas	24
1.6.1	Líneas MIW no impresas	25
1.6.2	Líneas MIW impresas	26
2	Diseño de las Líneas Magneto-Inductivas	29
2.1	Ajuste de los parámetros del simulador	29
2.2	Fórmulas para el diseño y el efecto de cada parámetro	36
2.3	Diseño de una línea MIW en 2.45 GHz	41
2.4	Diseño de una línea MIW en 915 MHz	52
3	Diseño de los Sensores y del Detector	66
3.1	Demostración de la funcionalidad	67
3.2	Diseño del sensor en 2.45 GHz	70
3.2.1	Determinación de la posición del termistor	71
3.2.2	Sensor para el ancho de banda regulado de 2.45 GHz	77
3.3	Diseño del sensor en 915 MHz	82
3.3.1	Elección en función de la sensibilidad	84
3.3.2	Respuesta ante pulsos gaussianos	89
3.4	Diseño del detector en 915 MHz	91
3.4.1	Análisis del circuito	91
3.4.2	Diseño del detector final	98
4	Conclusiones	104
4.1	Análisis de los resultados y consecución de objetivos	104
4.2	Líneas futuras	106
Apéndices		
A	Presupuesto y Planificación	110
B	Código Desarrollado	113

C	Layout del Sensor en 915 MHz	115
D	Layout del Detector en 915 MHz	117
E	Hojas de Características del Termistor	119
F	Hojas de Características del Diodo Schottky	122
	Bibliografía	127

Índice de figuras

1.1	Esquema de la arquitectura propuesta.	2
1.2	Tag RFID multiresonador de 35 bits.	4
1.3	Tag RFID basado en antena de parche stub-loaded.	5
1.4	Tag chipless basado en línea de retardo.	6
1.5	Resultados de un sensor de gas basado en CNT. Impedancia medida de una película de 25 capas de CNT.	7
1.6	Resultados de un sensor de gas basado en CNT. Cálculo del coeficiente de reflexión de la antena RFID con una película de CNT antes y después del flujo de gas.	8
1.7	Resultados de un sensor de gas. Se muestra el desplazamiento del pico de resonancia de las pérdidas de retorno hacia menores frecuencias con el paso del tiempo.	9
1.8	Resultados de un sensor de temperatura. Variaciones de amplitud medidas en el tag al soldar varias resistencias SMD al final de la línea de transmisión.	10
1.9	Sensor de temperatura utilizando los principios de la microfluídica. Array de dipolos a 6 estados de temperatura diferentes	11
1.10	Impedancia de entrada medida para una antena de tag RFID que está cubierta con 5 mm de papel absorbente.	12
1.11	Layout del tag para el sensor de movimiento.	13
1.12	Arquitectura del sistema sensor de tensión.	14
1.13	Experimentos en condiciones ambientales del sensor de tensión.	15
1.14	El tag prototipo de sensor de tensión antes y después de estirarlo.	16
1.15	Gráfica que clasifica en cuatro cuadrantes los tipos de metamateriales.	17
1.16	Triada de vectores, eléctrico, magnético y constante de propagación en: a) Un medio RH y b) Un medio LH.	18

1.17	Refracción negativa producida en el interfaz de un medio LH con un medio RH.	19
1.18	Estructuras metamateriales desarrolladas por Pendry a) TW y b) SRR. .	20
1.19	a) Estructura SRR desarrollada por Pendry. b) Su circuito equivalente. .	21
1.20	Variaciones de la estructura SRR.	22
1.21	Estructura CSRR, complementaria al SRR.	23
1.22	Estructuras metamateriales introducidas por el grupo de Smith. a) Estructura LH unidimensional. b) Estructura LH bidimensional.	24
1.23	Array de elementos resonantes capaces de propagar ondas MIW propuesto por Shamonina.	25
1.24	Layout de un SSRR.	25
1.25	Transductor MIW formado por dos líneas de transmisión y 5 SSRR. . .	26
1.26	a) Retardo de grupo obtenido y b) Coeficiente de transmisión en dB medido en una línea MIW de 5 SSRR	27
1.27	Retardo de grupo conseguido para una línea MIW, a) Simulación y b) Experimental, y c) Parámetros S simulados y medidos.	28
2.1	Simulación de la línea MIW con las medidas del artículo de Freire y un mallado de 30.	30
2.2	Simulación de la línea MIW con las medidas del artículo de Freire y un mallado de 40.	31
2.3	Simulación de la línea MIW con las medidas del artículo de Freire y un mallado de 50.	32
2.4	Simulación de la línea MIW con las medidas del artículo de Freire utilizando el “Frequency Domain Solver”.	33
2.5	Simulación definitiva de la línea MIW con las medidas del artículo de Freire. .	33
2.6	Modo Cuasi-TEM del puerto de la línea MIW con las medidas del artículo de Freire.	34
2.7	Análisis temporal de la línea MIW con las medidas del artículo de Freire. .	35
2.8	Simulación con pérdidas de la línea MIW con las medidas del artículo de Freire.	36
2.9	Simulaciones de la línea MIW de 2.45 GHz, primer prototipo.	42
2.10	Simulaciones de la línea MIW de 2.45 GHz, segundo prototipo.	44

2.11	Simulaciones de la línea MIW de 2.45 GHz, tercer prototipo.	45
2.12	Simulaciones de la línea MIW de 2.45 GHz, cuarto prototipo.	47
2.13	Simulaciones de la línea MIW de 2.45 GHz, quinto prototipo.	49
2.14	Simulaciones de la línea MIW de 2.45 GHz, prototipo definitivo.	50
2.15	Cara superior del circuito definitivo diseñado para 2.45 GHz.	51
2.16	Simulaciones de la línea MIW de 915 MHz, primer prototipo.	53
2.17	Simulaciones de la línea MIW de 915 MHz, segundo prototipo.	55
2.18	Simulaciones de la línea MIW de 915 MHz, tercer prototipo.	57
2.19	Simulaciones de la línea MIW de 915 MHz, cuarto prototipo.	58
2.20	Simulaciones de la línea MIW de 915 MHz, quinto prototipo.	60
2.21	Simulaciones de la línea MIW de 915 MHz, sexto prototipo.	62
2.22	Simulaciones de la línea MIW de 915 MHz, prototipo definitivo.	63
2.23	Cara superior del circuito definitivo diseñado para 915 MHz.	64
3.1	Montaje de medida propuesto.	66
3.2	Pulsos simulados al introducir un reflector de longitud $3\frac{\lambda}{8}$ entre las dos partículas SSRR centrales de la línea de 2.45 GHz.	68
3.3	Pulsos cuadrados simulados al introducir un reflector de longitud $\frac{\lambda}{2}$ al final de la línea de 915 MHz.	69
3.4	Pulsos gaussianos simulados al introducir un reflector de longitud $\frac{\lambda}{2}$ al final de la línea de 915 MHz.	70
3.5	Resultados de la simulación del sensor en 2.45 GHz con el termistor en el lateral del reflector.	71
3.6	Amplitud en función de la resistencia y de la temperatura del sensor en 2.45 GHz, con el termistor en el lateral del reflector.	72
3.7	Resultado de la envolvente del sensor en 2.45 GHz con el termistor en el lateral del reflector.	73
3.8	Resultados de la simulación del sensor en 2.45 GHz con el termistor en el centro del reflector.	74
3.9	Amplitud en función de la resistencia y de la temperatura del sensor en 2.45 GHz, con el termistor en el centro del reflector.	75
3.10	Resultado de la envolvente del sensor en 2.45 GHz con el termistor en el centro del reflector.	75

3.11 Simulación del sensor en 2.45 GHz con el ancho de banda regulado utilizando pulsos gaussianos. Los valores del termistor son $78,32\ \Omega$ (arriba) y $159,19\ \Omega$ (abajo).	76
3.12 Simulación del sensor en 2.45 GHz con el ancho de banda regulado utilizando pulsos cuadrados. Los valores del termistor son $78,32\ \Omega$ (arriba) y $159,19\ \Omega$ (abajo).	78
3.13 Simulación del sensor en 2.45 GHz con el ancho de banda regulado utilizando pulsos gaussianos. Se aumenta el número de SSRR a 6. Los valores del termistor son $78,32\ \Omega$ (arriba) y $159,19\ \Omega$ (abajo).	79
3.14 Amplitud de los pulsos cuadrados en función de la resistencia y de la temperatura del sensor en 2.45 GHz con 6 SSRR, para el ancho de banda regulado. Medidas tomadas en 39 ns.	80
3.15 Amplitud de los pulsos cuadrados en función de la resistencia y de la temperatura del sensor en 2.45 GHz con 6 SSRR, para el ancho de banda regulado. Medidas tomadas en 51 ns.	81
3.16 Resultado de la envolvente de los pulsos cuadrados del sensor en 2.45 GHz con 6 SSRR para el ancho de banda regulado. Medidas en 39 ns y 51 ns.	82
3.17 Simulación del sensor en 915 MHz utilizando pulsos cuadrados. Los valores del termistor son $78,32\ \Omega$ (arriba) y $159,19\ \Omega$ (abajo), encontrándose en el centro del reflector con una vía a masa.	83
3.18 Amplitud de los pulsos cuadrados en función de la resistencia y de la temperatura del sensor en 915 MHz. Medidas tomadas en 120 ns con el termistor en el centro.	84
3.19 Amplitud de los pulsos cuadrados en función de la resistencia y de la temperatura del sensor en 915 MHz. Medidas tomadas en 155 ns con el termistor en el centro.	85
3.20 Resultado de la envolvente de los pulsos cuadrados del sensor en 915 MHz. Medidas en 120 ns y 155 ns con el termistor en el centro.	86
3.21 Amplitud de los pulsos cuadrados en función de la resistencia y de la temperatura del sensor en 915 MHz. Medidas tomadas en 120 ns con el termistor en el lateral con vía a masa.	87

3.22	Amplitud de los pulsos cuadrados en función de la resistencia y de la temperatura del sensor en 915 MHz. Medidas tomadas en 153 ns con el termistor en el lateral con vía a masa.	88
3.23	Resultado de la envolvente de los pulsos cuadrados del sensor en 915 MHz. Medidas en 120 ns y 153 ns con el termistor en el lateral con vía a masa.	88
3.24	Amplitud de los pulsos gaussianos en función de la resistencia y de la temperatura del sensor en 915 MHz. Medidas tomadas en 163 ns con el termistor en el lateral con vía a masa.	90
3.25	Resultado de la envolvente de los pulsos gaussianos del sensor en 915 MHz. Medidas en 163 ns con el termistor en el lateral con vía a masa.	91
3.26	Circuito detector básico.	92
3.27	Simulación del diodo Schottky, con parámetros de SPICE (azul) y con el circuito equivalente (rosa).	93
3.28	Red de adaptación propuesta en las hojas de características.	93
3.29	Resultados de la simulación del circuito detector con la red de adaptación propuesta. Con los parámetros de SPICE del diodo (azul) y con el circuito equivalente (rosa).	94
3.30	Simulación del detector para los dos tipos de sustratos disponibles. Los espesores son $h=0.5\text{mm}$ (azul) y $h=1.55\text{mm}$ (rosa).	95
3.31	Simulación del detector analizando la red de adaptación por partes. Sin la red de adaptación (azul), añadiendo la línea de transmisión (rosa), añadiendo la bobina (marrón) y añadiendo el stub (rojo). El círculo grande resaltado en negro es el círculo de conductancia unidad.	96
3.32	Primera aproximación al diseño definitivo del detector (azul). Incluyendo de forma paralela al stub una tira microstrip de longitud 79.53 mm (rosa) o de longitud 10 mm (marrón).	97
3.33	Resultados de las simulaciones al aumentar $\frac{\lambda}{2}$ la línea que conecta el diodo (rosa), comparando con el circuito ya adaptado.	98
3.34	Resultados de la simulación al ajustar el aumento de la línea que conecta el diodo. Añadiendo la línea (rosa), añadiendo la bobina (marrón) y añadiendo todo (azul).	99
3.35	Resultado de aumentar la línea solo lo necesario para que se pueda soldar al diodo.	100

3.36	Resultado de añadir la bobina como componente concentrado para el diseño realizado. Con la línea (azul), la bobina (rosa) y toda la red de adaptación (marrón).	101
3.37	Resultados del diseño final del detector. Incluye uniones en “T” para que sea más realista y líneas de transmisión para el puerto y el final (lugar de medida).	102
A.1	Diagrama de Gantt del proyecto.	112
A.2	Actividades del diagrama de Gantt.	112
C.1	Parte superior (arriba) e inferior (abajo) con las medidas en mm. En el gap de la derecha en el reflector $\frac{\lambda}{2}$ (abajo) se sitúa el termistor.	115
C.2	Circuito completo con las medidas en mm.	116
D.1	Puerto situado en la diana roja y todas las medidas en mm. Los círculos corresponden a vías a masa, y los dos cuadrados son isletas para conectar a masa los componentes R y C soldados. El hueco de 0.46 mm servirá para soldar la bobina, y el de 1.10 mm el diodo.	117

Índice de tablas

2.1	Análisis de las variaciones en las dimensiones del circuito.	40
2.2	Tabla resumen con los resultados de los diseños de línea MIW en 2.45 GHz. El retardo τ es el total, es decir, con la línea MIW en reflexión. El ancho de banda BW es a -10 dB.	51
2.3	Tabla resumen con los resultados de los diseños de línea MIW en 915 MHz. El retardo τ es el total, es decir, con la línea MIW en reflexión. El ancho de banda BW es a -5 dB.	65
3.1	Correspondencia entre temperatura y resistencia con el termistor.	71
3.2	Valores de la amplitud de la envolvente para el sensor en 2.45 GHz con el termistor en el lateral con vía a masa. Incluye valores adicionales de resistencia fuera del rango del termistor.	72
3.3	Valores de la amplitud de la envolvente para el sensor en 2.45 GHz con el termistor en el centro. Incluye valores adicionales de resistencia fuera del rango del termistor.	73
3.4	Valores de la amplitud de la envolvente para dos instantes temporales. Sensor en 2.45 GHz con el ancho de banda regulado y el termistor en el centro.	80
3.5	Valores de la amplitud de la envolvente para dos instantes temporales. Sensor en 915 MHz con el termistor en el centro.	84
3.6	Valores de la amplitud de la envolvente para dos instantes temporales. Sensor en 915 MHz con el termistor en el lateral con vía a masa.	86
3.7	Valores de la amplitud de la envolvente para un instante temporal. Sensor en 915 MHz con el termistor en el lateral con vía a masa, utilizando pulsos gaussianos.	89

Índice de algoritmos

B.1	Código para el diseño de las líneas MIW.	113
B.2	Código complemento para el diseño de las líneas MIW.	114

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación

Una de las tendencias actuales en torno a la que giran las tecnologías de la información es la capacidad de monitorizar algún tipo de magnitud de forma remota. Además, se encuentran ante el desafío de miniaturizar los dispositivos, hacerlos pasivos (sin alimentación) y disminuir el coste de fabricación [1]. Esto permitiría la implantación de este tipo de ventajas en gran diversidad de equipos, la producción en masa de una forma rentable, y la accesibilidad a la información de lugares complicados de una forma sistemática. Por ejemplo, se podría monitorizar la temperatura de múltiples zonas de una fábrica o de varios pacientes en un hospital, simultáneamente en ambos casos. Los elementos clave para la realización de este tipo de sistemas son los sensores, los cuales son capaces de captar información del entorno para ponerla a nuestra disposición. Los circuitos integrados son los componentes que suponen el coste principal de estas tecnologías [1], por ello, este trabajo se centra en el diseño de sensores chipless (sin chip), los cuales además serán pasivos con posibilidad de ser inalámbricos para bandas reguladas.

1.2. Objetivos

El objetivo principal es el diseño de dos sensores de temperatura de bajo coste, chipless, pasivos y con posibilidad de hacerlos inalámbricos. El diagrama de bloques

1.2 Objetivos

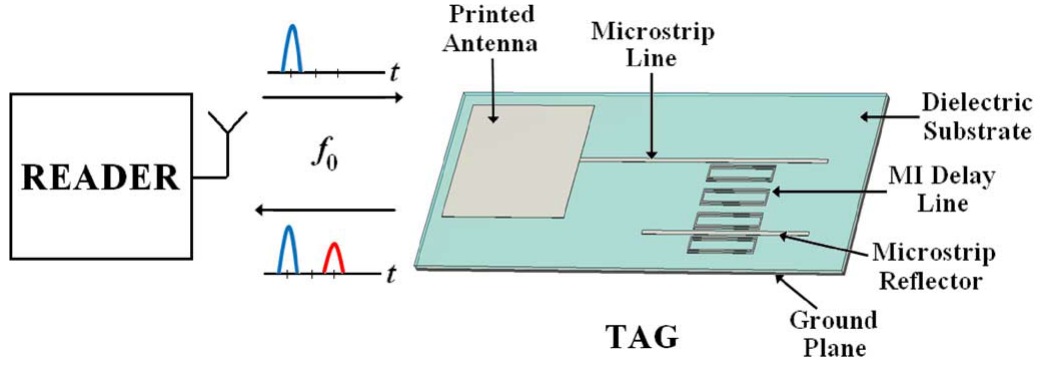


Figura 1.1: Esquema de la arquitectura propuesta. Extraída de [2].

(similar a un sistema RFID, Fig. 1.1) consta de un tag chipless y pasivo, que constituye el elemento de sensado, y un lector, que se comunica con el tag para obtener su información mediante el envío de pulsos, que en este trabajo son gaussianos o cuadrados.

El lector genera un pulso modulado a alta frecuencia (f_0) y se lo envía al tag. Se propaga por la línea de transmisión hasta llegar a la línea de retardo (transductor formado por anillos). En el acoplo al transductor, parte de la energía se refleja y se produce un primer pulso reflejado, debido a la desadaptación entre ambos circuitos. El resto de energía, se acopla y se propaga por la línea de retardo como otro segundo pulso. Al llegar al final de la línea, se encuentra con un reflector que lo devuelve por el circuito de nuevo. En dicho reflector, está montado un componente cuya función es variar la amplitud del segundo pulso en función de la temperatura. Los dos pulsos reflejados generados, se envían al lector para ser demodulados y obtener su envolvente. El primer pulso se utiliza como referencia para estimar las pérdidas de potencia del canal, y el segundo varía su amplitud en función de la temperatura. El tag utiliza la energía de los pulsos recibidos para generar una respuesta, por ello no requiere alimentación.

En la respuesta del tag, el sistema requiere la separación temporal de los dos pulsos reflejados para poder medir la temperatura. Por ello, es necesaria una tecnología que proporcione un gran retardo de grupo de la señal, y así evitar que se solapen (línea de retardo de Fig. 1.1). Para conseguir el retardo de grupo deseado para separar los pulsos, se van a utilizar Líneas Magneto-Inductivas. Las que se desarrollan en este trabajo están formadas por partículas utilizadas en el diseño de metamateriales. Los metamateriales

1.2 Objetivos

son estructuras diseñadas (generalmente periódicas) que se comportan de forma efectiva con propiedades inusuales o inexistentes en la naturaleza. Concretamente, las partículas utilizadas son resonantes y se denominan SSRR (anillos del transductor de Fig. 1.1).

En este trabajo se diseñará, la parte del tag sin incluir la antena y en algún caso el circuito receptor de la información, todos en tecnología microstrip. Esta es una tecnología para diseñar circuitos de alta frecuencia de forma impresa, utilizando un sustrato dieléctrico, un plano de masa y una metalización superior que constituye el circuito.

ITU-R ha definido unas bandas de frecuencia estandarizadas denominadas ISM en las cuales funcionan sistemas como el Wi-Fi y el Bluetooth, y son las que se van a utilizar en este trabajo para que los sensores tengan una aplicación comercial. Concretamente serán dos de ellas, la banda de 2,45 GHz y la banda de 915 MHz, las cuales son estándares respectivamente a nivel mundial y en la Región 2 definida por la ITU [3]. El prototipo de sensor en la banda de 915 MHz se diseñará con vistas a poder realizar pruebas en el laboratorio, por lo que se complementará con un detector de envolvente destinado a demodular la información recibida.

La estructura del trabajo es la siguiente:

1. En el resto del Capítulo 1 se realizará un estudio sobre los tipos de sistemas posibles para el diseño del sensor, se revisará el estado del arte de algunos tipos de sensores similares, y se analizará la tecnología final basada en las partículas SSRR: las Líneas Magneto-Inductivas.
2. En el Capítulo 2 se llevará a cabo un ajuste de los parámetros del simulador, se sintetizarán las fórmulas necesarias, y se diseñarán las Líneas Magneto-Inductivas en las bandas de frecuencia mencionadas (2,45 GHz y 915 MHz).
3. En el Capítulo 3 se probará la viabilidad de los circuitos como sensores y se diseñarán los prototipos de dichos sensores en sus bandas respectivas junto con el detector en la banda de 915 MHz. Se realizará un prototipo del sistema formado por sensor y detector en 915 MHz, con vistas a realizar medidas experimentales.
4. En el Capítulo 4 se comentarán los resultados obtenidos y las líneas futuras.

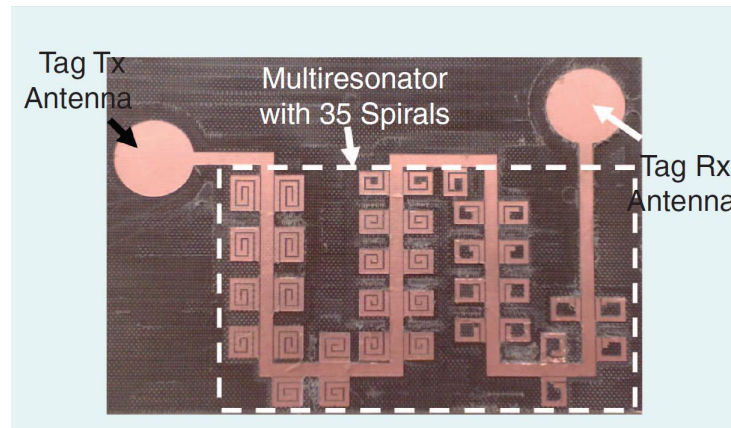


Figura 1.2: Fotografía de un tag RFID chipless multiresonador de 35 bits ($length = 88\text{ mm}$, $width = 65\text{ mm}$). Extraída de [1].

5. En los Apéndices se incluirá el presupuesto y la planificación, el código auxiliar desarrollado, los layout y las hojas de características utilizadas más importantes.

1.3. Tecnologías base

Vamos a centrarnos en la tecnología que podemos utilizar para realizar un sensor. Se puede observar en la literatura [1] que existen varias formas para diseñar tags de RFID, que también servirían para diseñar un sensor sin chip. Estas son:

1. Basadas en firma espectral (Fig. 1.2): Se basan en que la información a codificar, por ejemplo los cambios de temperatura en un sensor, se ve reflejada en la frecuencia, es decir que una variación de temperatura provocaría una variación en la resonancia (típicamente son estructuras resonantes) o en el espectro en general. Las ventajas de esta tecnología son que es muy robusta, totalmente imprimible en un circuito de microondas y es de bajo coste. Las desventajas son que requiere la utilización de un rango muy amplio del espectro (por lo que no es muy viable para aplicaciones inalámbricas) y el tamaño. Ejemplos de este grupo son, los resonadores LC o el multiresonador [1].
2. Basadas en modulación en amplitud/fase de la señal reflejada (Fig. 1.3): En este caso la información esta codificada en la amplitud o en la fase de la señal, la cual varía en función de la impedancia compleja cargada al final de la antena. Al cambiar

1.3 Tecnologías base

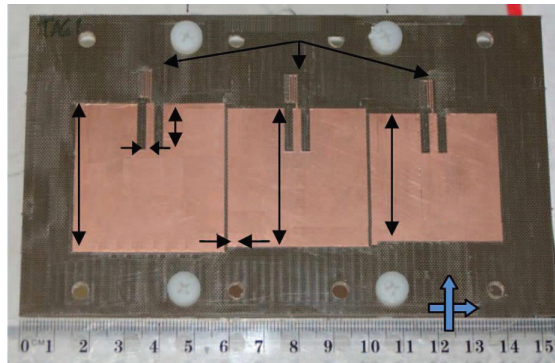


Figura 1.3: *Tag RFID chipless basado en antena de parche stub-loaded que consta de tres antenas cargadas con stubs serpenteantes. Extraída de [1].*

la magnitud a medir, cambia la impedancia y por tanto, su respuesta. Las ventajas son que operan en un ancho de banda estrecho y tienen una simple arquitectura. La mayor desventaja es que no puede detectar muchos bits. Ejemplos de este grupo son, la antena de parche cargada con stubs y los nanotubos de carbono de carga [1].

3. Basadas en Reflectometría en el Dominio del Tiempo (TDR) (Fig. 1.4): Se transmite un pulso al tag que contiene la información que se solicita, el cual es transformado y reflejado por el tag, para devolver la información que ha introducido en el pulso y ser extraída en el dominio del tiempo. Las ventajas son, que es una tecnología de bajo coste y que posee mayor rango de lectura que los dispositivos RFID con chip [1], es decir, que tiene una gran capacidad para ser funcional a largas distancias siendo inalámbrico. Las desventajas, que en el dominio del tiempo no puede almacenar muchos bits, lo cual no es un inconveniente porque para realizar un sensor no necesitamos más que un slot temporal, y que el emisor del pulso debe tener mucho ancho de banda, ya que deben ser pulsos estrechos en el tiempo. Ejemplos de este grupo son, las Surface Acoustic Waves (SAW) y los tags basados en líneas de retardo [1].

Fijándonos en las características de los tres grupos definidos, el más interesante y práctico para realizar un sensor de temperatura es TDR, debido a que utiliza tecnologías de bajo coste y a que no requiere un rango muy amplio del espectro, por lo que se puede

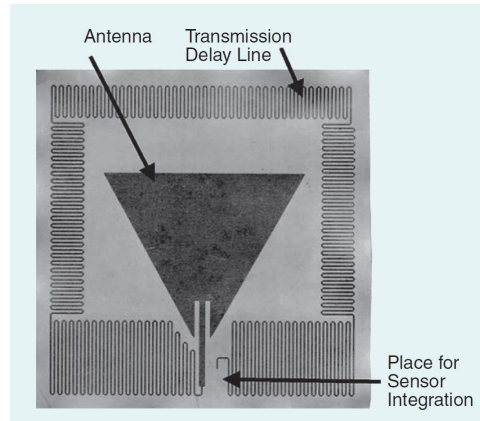


Figura 1.4: *Tag chipless basado en línea de retardo con antena de parche. Extraída de [1].*

diseñar el sensor en una banda regulada. Dentro del grupo número tres, se han desarrollado varias aplicaciones en tecnología SAW [4], [5], [6], [7], [8]. Esta tecnología utiliza materiales piezoeléctricos capaces de transformar señales eléctricas en señales mecánicas, las cuales se propagan por el dispositivo mientras se reduce su velocidad, para después volver a transformarse en eléctricas habiéndose producido un retardo [9].

Tienen una desventaja respecto a las líneas de retardo, y es que los tags SAW no se pueden fabricar totalmente de forma impresa, mientras que las líneas de retardo se pueden fabricar en microstrip. Por eso, el objetivo de este trabajo es realizar un sensor en la tecnología TDR utilizando líneas de retardo.

1.4. Aplicación en sensores

Una de las tendencias a la hora de realizar sensores y tags RFID es hacer que sean chipless, debido al coste que supone el diseño, manufacturación, testado e integración de un circuito integrado [1] en los dispositivos. Esto es porque el coste, es el principal desafío que supone desarrollar estas nuevas tecnologías para que tengan viabilidad en el mercado. También la tendencia es que sean totalmente pasivos, con el mismo objetivo de reducir coste al evitar alimentarlos. Además, una idea innovadora que se está llevando a cabo, consiste en trasladar la tecnología planar a sustratos orgánicos como el papel, para así conseguir reducir costes y ganar características como flexibilidad [10].

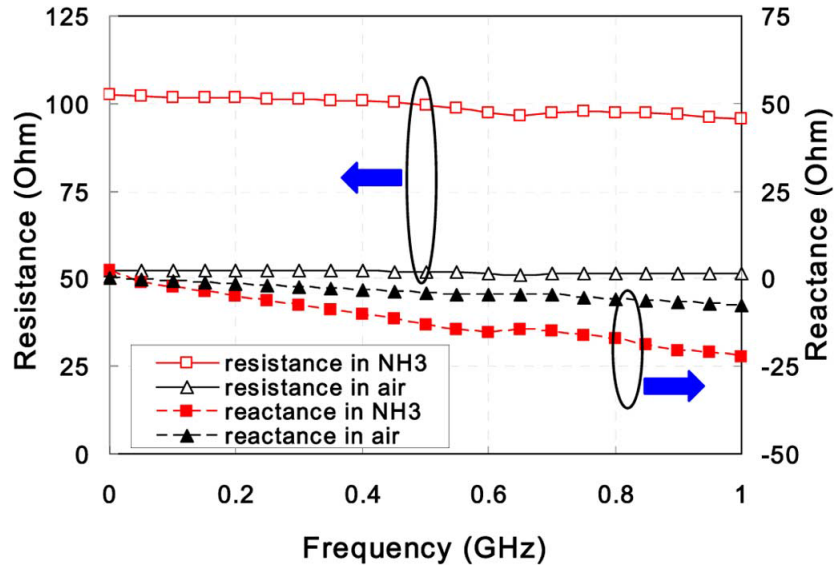


Figura 1.5: Resultados de un sensor de gas basado en CNT. Impedancia medida de una película de 25 capas de CNT. Extraída de [18].

Se han investigado múltiples tipos de sensores inalámbricos para monitorizar distintas magnitudes: temperatura [11], [12], bioquímicos [13], tensión [14], [15], movimiento [16], humedad [17] y gas [18]. Una de las principales ventajas de estos sensores, es la posibilidad de monitorizar la magnitud a medir de forma remota.

1.4.1. Sensores de gas

Por ejemplo en [18], [19], realizan un sensor de gas con una tecnología de tinta impresa sobre un sustrato de papel, en la banda europea de UHF. Para la detección de gas utilizan nanotubos de carbono (CNT), debido a que su conductancia eléctrica es altamente sensible a extremadamente pequeñas cantidades de gas, como el amoníaco y el óxido de nitrógeno. La información sobre la cantidad de gas está reflejada en la impedancia de los CNT, la cual observan que varía de $51,6 - 6,1j \Omega$ hasta $97,1 - 18,8j \Omega$ a 868 MHz cuando se detecta la presencia de amoníaco. Esto implica una variación de 10,8 dB en la potencia reflejada por la antena, la cual puede ser detectada perfectamente por el lector RFID.

La absorción de las moléculas de gas en los CNT cambia la conductividad del material. Se han probado diferencias con el número de capas de CNT y se ha decidido que 25

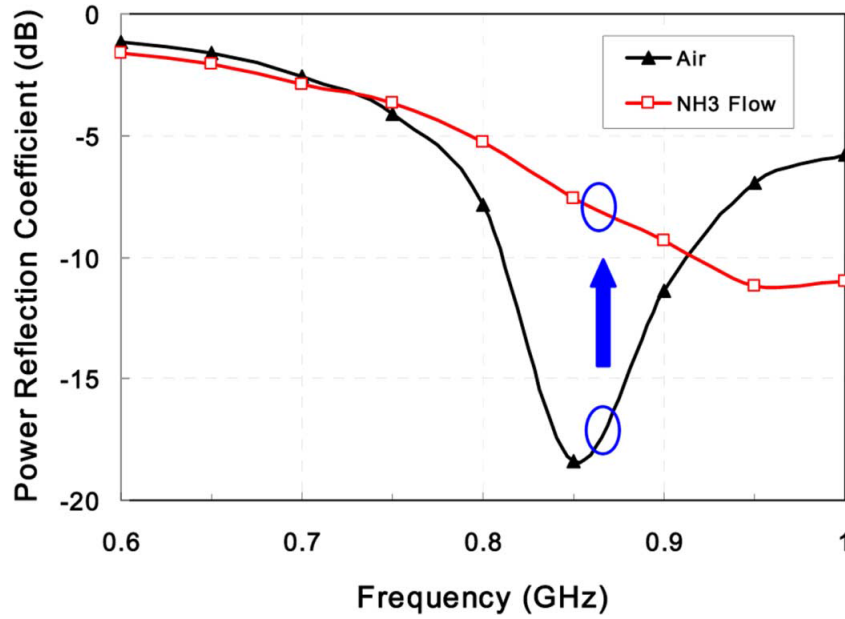


Figura 1.6: Resultados de un sensor de gas basado en CNT. Cálculo del coeficiente de reflexión de la antena RFID con una película de CNT antes y después del flujo de gas. Extraída de [18].

es el número adecuado. Se ha probado la dependencia de la resistencia y la reactancia con la presencia de amoníaco en el dominio de la frecuencia, y se han obtenido resultados bastante buenos (Fig. 1.5). También se han comprobado los efectos en la potencia reflejada por la antena en el dominio frecuencial (Fig. 1.6). Otros autores presentan otro sensor de gas en otro artículo [20], en el que se demuestra la dependencia de la concentración de amoníaco con el desplazamiento del pico de resonancia de las pérdidas de retorno (Fig. 1.7). En [21] también se demuestra que cuando aumenta la presencia de gas, se reduce la potencia en transmisión que atraviesa el sensor, mientras que al reducirse la presencia de gas, aumenta la potencia, es decir, que son inversamente proporcionales.

Este es un diseño de sensor que utiliza materiales químicos para detectar variaciones en las cantidades de gas tóxico en el ambiente. Se basa en la modulación de amplitud/fase de la señal reflejada, que se incluye en el grupo 2 comentado en la sección 1.3.

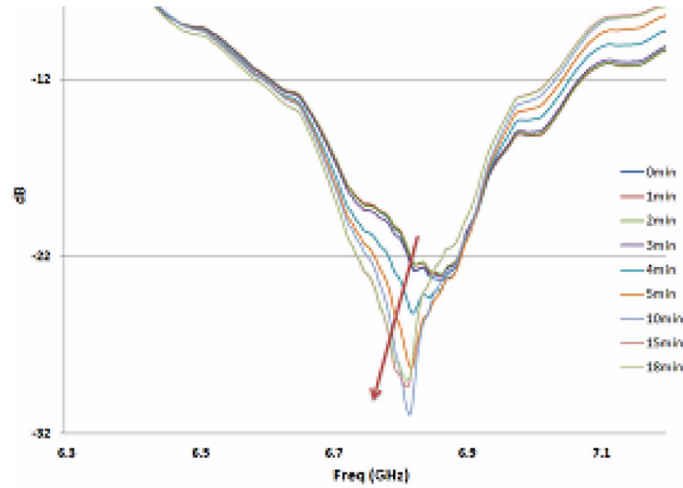


Figura 1.7: Resultados de un sensor de gas. Se muestra el desplazamiento del pico de resonancia de las pérdidas de retorno hacia menores frecuencias con el paso del tiempo. Extraída de [20].

1.4.2. Sensores de temperatura

Se ha propuesto también un sensor de temperatura en [22]. Para ello, en lugar de extraer características en el dominio de la frecuencia, se basan en un sistema en el que la variación de la temperatura se ve reflejada en variaciones de la amplitud en el dominio del tiempo (Fig. 1.8). Utilizan líneas de retardo para separar los pulsos en el tiempo y extraer la envolvente del pulso reflejado, consiguiendo un rango desde 0,02 a 0,13 de variación de la amplitud normalizada. Para medir la magnitud, incorporan una impedancia que depende de la temperatura. Además, utilizan la línea de retardo [23], [24] para conseguir un sistema de tags identificables por RFID, y así obtener diferentes medidas de temperatura de diferentes sensores en momentos de tiempo diferentes.

Este diseño ofrece dos aplicaciones al mismo tiempo, sensor de temperatura y discriminación entre sensores por RFID, por lo que parece muy útil e interesante. Los tags RFID también se podrían haber diferenciado mediante un sistema de codificación en frecuencia, desarrollado por los mismos autores en [25], pero no ofrecerían una solución inalámbrica comercializable al ocupar gran ancho de banda.

Utiliza la tecnología de TDR incluida en el grupo 3 descrito en la sección 1.3, la cual se determinó como una buena opción para realizar un sensor, mientras que en [25] se

1.4 Aplicación en sensores

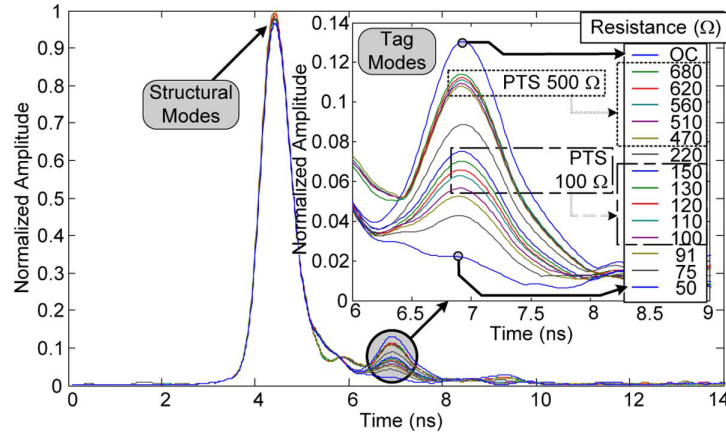


Figura 1.8: Resultados de un sensor de temperatura. Variaciones de amplitud medidas en el tag al soldar varias resistencias SMD al final de la línea de transmisión (valores de resistencia desde 50 hasta 680, y un circuito abierto). Extraída de [22].

basan en el modelo de firma espectral (grupo 1), el cual posee ciertas desventajas ya comentadas anteriormente.

En [26] se ha presentado otro sensor de temperatura totalmente innovador, esta vez utilizando principios de los microfluidos con la tecnología de metal líquido, diseñado en la banda de las ondas milimétricas. Consiste en un array de elementos tipo dipolo en circuito abierto, con un metal líquido actuando como conmutador para cada uno, los cuales se cortocircuitan progresivamente mediante el metal líquido según aumenta su volumen, el cual depende de la temperatura. De esta manera según cambia la temperatura, se observa una variación en el número de cortocircuitos, con lo que se establece una dependencia (Fig. 1.9). El prototipo ha sido diseñado a 29,5 GHz, consiguiendo un rango de temperatura de 20 °K.

1.4.3. Sensores de humedad

Dentro de los sensores de humedad, en [27] proponen un diseño muy particular formado por dos tags RFID. Uno de ellos está embebido dentro de un material absorbente de humedad, mientras que el otro está descubierto. En ambientes húmedos, la concentración de humedad es mayor en el material absorbente que en el entorno, lo que produce una degradación en la antena del tag embebido en términos de pérdidas en el dieléctrico

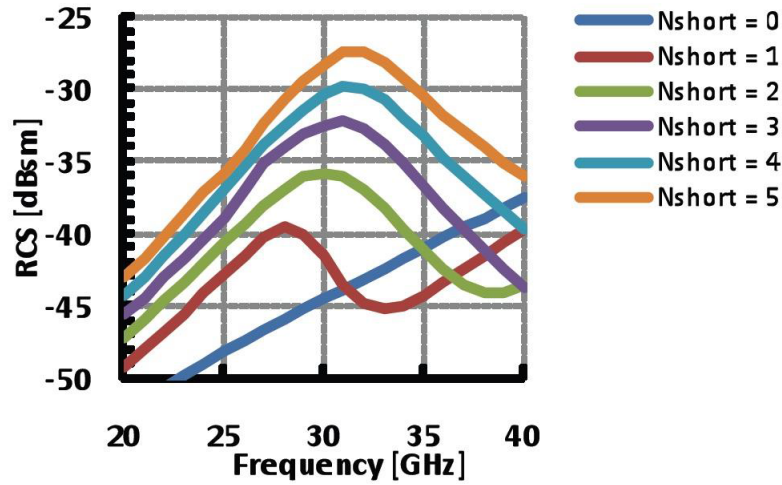


Figura 1.9: Sensor de temperatura utilizando los principios de la microfluídica. Array de dipolos a 6 estados de temperatura diferentes: T_0 ($N_{cortos} = 0$), T_1 ($N_{cortos} = 1$), T_2 ($N_{cortos} = 2$), T_3 ($N_{cortos} = 3$), T_4 ($N_{cortos} = 4$), T_5 ($N_{cortos} = 5$). Extraída de [26].

y cambios en la impedancia de entrada, como se observa en Fig. 1.10. El nivel de humedad relativa o la cantidad de agua en el material absorbente está caracterizado por la diferencia de potencia necesaria en cada tag. Una aplicación para este tipo de sensores sería la detección de humedad en edificios, especialmente para fugas en las tuberías escondidas dentro de las paredes. En el artículo diseñan dos prototipos, uno pasivo a 868 MHz y otro semi-activo a 2,45 GHz. Se puede incluir en el grupo 2 definido en la sección 1.3, aunque con la pequeña modificación de que en este caso se mide la impedancia.

Cabe mencionar un artículo en el que diseñan un sensor de humedad para el suelo y las hojas con aplicación en la agricultura [28]. Muestran un diseño de bajo coste, que consiste en una antena y los dos sensores de humedad impresos con tinta inyectada en un sustrato de papel, por lo que se consigue bastante flexibilidad, necesaria y útil para esta aplicación. A diferencia de los artículos anteriormente citados, este sensor contiene un microprocesador montado sobre el sustrato de papel, el cual es capaz de detectar cambios capacitivos en la superficie del sensor. Este es uno de los principales inconvenientes del sensor, a pesar de los intentos de reducir el coste utilizando sustratos orgánicos, pero aún así es interesante tenerlo en cuenta debido a su diseño en papel y por el uso de un

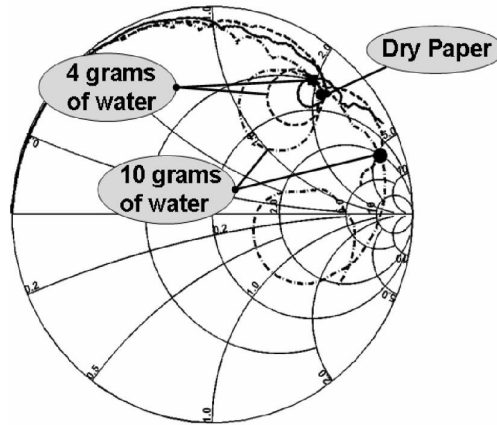


Figura 1.10: Impedancia de entrada medida para una antena de tag RFID que está cubierta con 5 mm de papel absorbente. Se muestra la impedancia de cuando el papel está seco (línea continua) y cuando tiene 4 (discontinua) y 10 (discontinua punteada) gramos de agua. El marcador muestra la frecuencia 867 MHz. Extraída de [27]

modelo diferente al mencionado en [27] para sensores de humedad. Otra ventaja es que para aplicaciones en la agricultura, una vez terminada la temporada de plantación el sensor se degrada por las bacterias debido a su formato impreso en papel[28], aunque el microprocesador no sigue este proceso.

La idea que fundamenta este sensor es que la permitividad aproximada del agua líquida es 80, mientras que la de la tierra seca es 4. Como los efectos capacitivos aumentan proporcionalmente a la permitividad, se pueden determinar variaciones de humedad a través del microprocesador. La antena está diseñada en la banda ISM de 2,4 a 2,5 GHz, por lo que es una aplicación potencialmente comercializable.

1.4.4. Sensores de movimiento

En [16], proponen un prototipo muy interesante de sensor de movimiento en la banda UHF, pasivo y de bajo coste, el cual serviría para aplicaciones biomédicas. Expresan que el diseño de aplicaciones con tags RFID, en las que están involucradas personas, es un gran desafío debido a la fuerte interacción de la antena con el cuerpo humano,

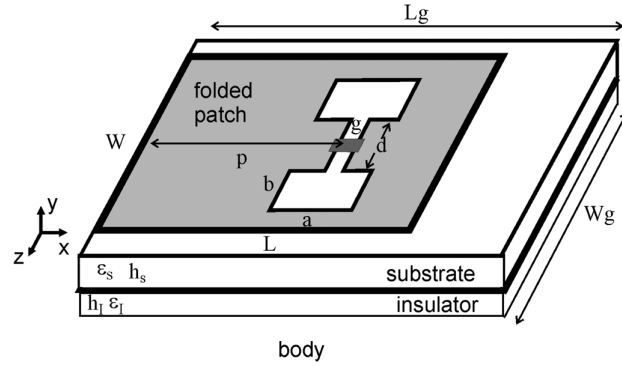


Figura 1.11: Layout del tag para el sensor de movimiento. Extraída de [16].

produciendo una desadaptación de la impedancia de entrada y reduciendo la eficiencia. El diseño que proponen es, utilizar una antena de parche combinada con una apertura en forma de “H” en el interior, un substrato adicional inferior y un microchip RFID en los salientes del slot para identificar a la persona (Fig. 1.11). De esta manera son capaces de conseguir ganancias aceptables, diagramas de radiación constantes independientes de la posición del sensor en el cuerpo y tamaño reducido. El substrato inferior (de PVC) consigue un desacoplo mejor con el cuerpo, y el slot en “H” configura la impedancia de entrada de la antena de parche, para realizar la adaptación conjugada con la impedancia del chip y maximizar el rango de lectura del tag. Diseñan la plancha inferior ligeramente más grande que la superior para reducir el acoplo con el cuerpo.

Mediante un equivalente circuital, aproximan la impedancia de entrada fundamentalmente en función de dos parámetros, a y p (Fig. 1.11), cuando p disminuye, aumenta la impedancia, cuando a disminuye, decrece la impedancia. Simulan dos tag, uno con ganancia máxima de -3 dB, y otro con 0 dB, esto es porque el de mayor ganancia máxima tiene un plano de masa más ancho lo que elimina mejor el acoplo con la persona. Colocando el tag sobre la pierna de un voluntario, obtienen sobre el primero un coeficiente de transmisión de $0,7$ y para el segundo de $0,85$. La máxima ganancia medida del primero varía entre -4 dB y -3 dB, mientras que la del segundo varía entre -2 dB y -1 dB. Mediante la ecuación de Friis, obtienen un máximo rango de lectura de 4 m para el primero y $5,5$ m para el segundo.

1.4 Aplicación en sensores

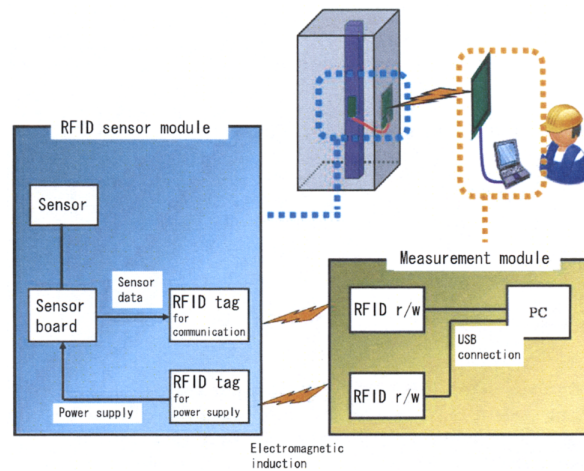


Figura 1.12: *Arquitectura del sistema sensor de tensión. Extraída de [14].*

El encapsulado tiene dos terminales, uno conectado a la cubierta y otro a la estructura interna, es decir, el sensor en sí. Dentro del encapsulado hay una esfera de metal libre, la cual tiene dos posibles estados: estado A, en el que toca al mismo tiempo los dos conductores, cortocircuitando los pines (corresponde a que no hay movimiento), y el estado B, en el que la esfera se mueve y cambia la impedancia de entrada (corresponde a movimiento). Han comprobado el funcionamiento satisfactoriamente, consiguiendo detectar incluso respiraciones profundas de la persona. En futuras mejoras, dicen separar la identificación mediante el chip, del sensor propiamente dicho. Esta aplicación se puede incluir en el grupo 2 definido en la sección 1.3 con la modificación de que el parámetro a medir es la impedancia.

1.4.5. Sensores de tensión

Se proponen varios tipos de sensores de tensión en la literatura. Por ejemplo en [14] diseñan un sensor capaz de medir la sobrecarga interna de una estructura cubierta de varios materiales, con el propósito de monitorizar la tensión estructural. El sensor se localiza en el interior de una estructura, y utiliza poca potencia eléctrica. El sistema de procesado está formado por un dispositivo RFID con función de lectura/escritura y otro RFID para alimentar inalámbricamente el sensor, conectados a un ordenador. Además, consta de un módulo sensor que consiste en un bloque de sensado, uno de fuente de alimentación y otro para la comunicación (Fig. 1.12). El bloque de comunicación tiene

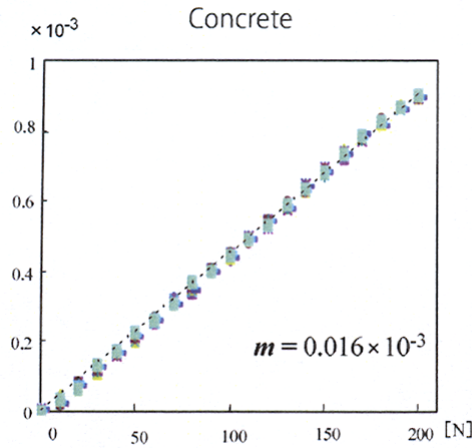


Figura 1.13: *Experimentos en condiciones ambientales del sensor de tensión. Extraída de [14].*

como elemento principal un dispositivo RFID conversor analógico/digital que envía la información sobre la carga estructural al lector. El bloque de alimentación recibe energía electromagnética desde el lector por un dispositivo RFID, el cual alimenta un amplificador de la salida del sensor. Esta salida amplificada pasa después por un filtro paso bajo y así se elimina el ruido de alta frecuencia. En la figura Fig. 1.13 se muestran los resultados de mediciones en condiciones ambientales de la recepción de los datos, en función de la fuerza aplicada utilizando una estructura de hormigón, donde m es el error cuadrático medio.

En [15] se propone un diseño basado en el procesamiento de la señal reflejada proveniente de un tag RFID (Sección 1.3). Realizan un diseño completamente pasivo en la banda UHF para monitorizar la tensión, consistiendo en un dipolo (doblado con forma serpenteante) cuya forma está diseñada para conseguir la resolución del sensor deseada (Fig. 1.14). Son potencialmente de bajo coste y tienen un gran interés en monitorización de la tensión estructural, igual que en el otro artículo comentado. Este diseño es interesante debido a que el dipolo se estira y se deforma produciendo cambios en la potencia reflejada, incluyéndose en el grupo 2 de la sección 1.3.

Una vez revisadas varias implementaciones de sensores y magnitudes a medir, vamos a proceder a detallar la tecnología precisa del sensor que vamos a diseñar. Como mencionamos en la sección 1.3, vamos a diseñar un sistema TDR. Para ello necesitamos una

1.5 Introducción a los metamateriales

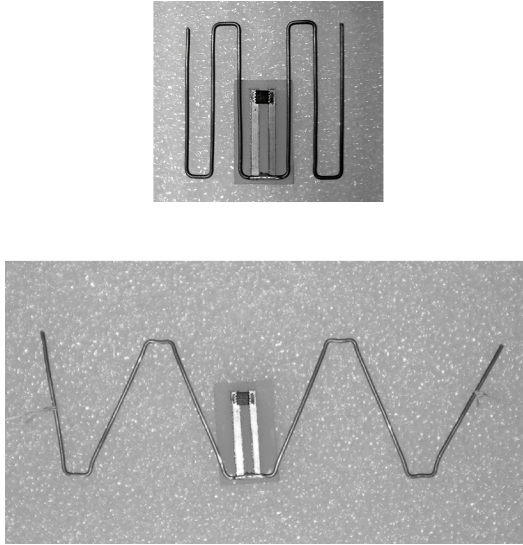


Figura 1.14: *El tag prototipo de sensor de tensión antes y después de estirarlo. Extraída de [15].*

línea de retardo, por lo que analizaremos una aplicación de líneas magneto inductivas en la sección 1.6. Con dichas líneas se puede obtener un buen retardo de grupo de la señal. Están basadas en partículas utilizadas en el diseño de metamateriales, por lo que haremos una introducción a los mismos en la siguiente sección.

1.5. Introducción a los metamateriales

1.5.1. Fundamentos básicos

Los metamateriales se definen como estructuras electromagnéticas diseñadas (periódicas o no), que exhiben de manera efectiva propiedades que no están presentes o son inusuales en la naturaleza. Una estructura homogénea de este tipo, se caracteriza porque el tamaño medio de su celda unidad es inferior a un cuarto de la longitud de onda, es decir, que el periodo de la partícula metamaterial es $p < \frac{\lambda}{4}$. El que se comporten de manera efectiva con ciertas características se refiere a que al ser la longitud de onda mucho mayor que el periodo de la estructura, el medio se puede definir por sus características electromagnéticas macroscópicas.

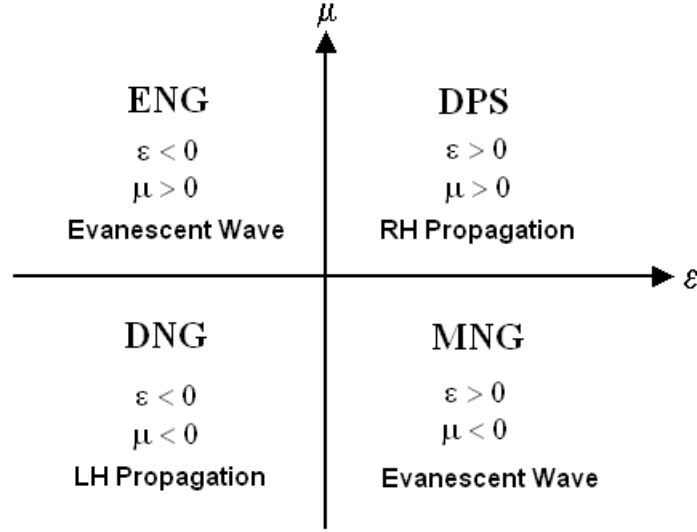


Figura 1.15: Gráfica que clasifica en cuatro cuadrantes los tipos de metamateriales. Extraída de [30].

Los medios conocidos como “right-handed” (RH) son los que usualmente se encuentran en la naturaleza, y cuyos parámetros constitutivos son positivos, es decir, $\epsilon, \mu > 0$. En las estructuras metamateriales nos encontramos con que dichos parámetros, es decir, la permitividad eléctrica, ϵ , y la permeabilidad magnética, μ , no son positivos simultáneamente. Concretamente, los metamateriales que nos encontramos en la naturaleza únicamente tienen la ϵ negativa, o la μ negativa, estos son los que conforman los medios metamateriales ENG y MNG respectivamente [29]. Los plasmas son ejemplos de ENG y las ferritas de MNG, existiendo en ambos casos sólo modos evanescentes en los que no hay propagación (Fig. 1.15).

El último tipo de estructuras, las que son constituidas por ambos parámetros negativos, son las denominadas “left-handed” (LH). Estas son las más populares entre los metamateriales, por sus características exóticas como la propagación hacia atrás y que los vectores E , H y k siguen la regla de la mano izquierda (Fig. 1.16.b), al contrario que los materiales típicos, que siguen la regla de la mano derecha (Fig. 1.16.a). También están caracterizados porque las velocidades de fase y de grupo son antiparalelas, es decir, de signos opuestos; igual que el índice de refracción negativo.

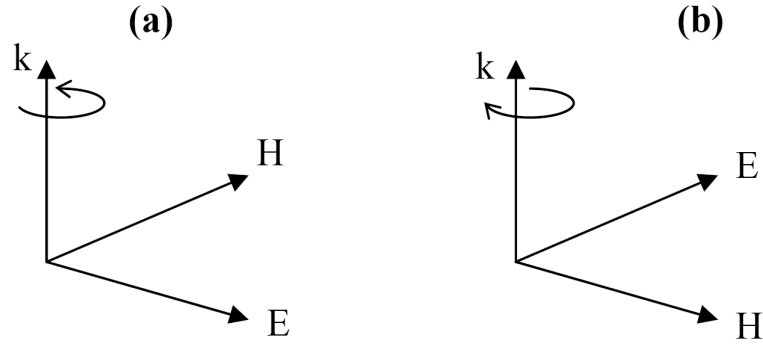


Figura 1.16: Triada de vectores, eléctrico, magnético y constante de propagación en: a) Un medio RH y b) Un medio LH. Extraída de [31].

1.5.2. Teoría de Viktor Vesago

Vesago visionó en 1967 el tipo de estructura metamaterial conocida como LH [32], y predijo que estas estructuras podrían propagar ondas electromagnéticas cuyo campo eléctrico (E), campo magnético (H) y constante de fase (k) formarían una tripleta siguiendo la regla de la mano izquierda.

Predijo una serie de fenómenos que ocurren en los medios LH:

- Parámetros constitutivos dispersivos con la frecuencia.
- Inversión del efecto Doppler.
- Inversión de la radiación de Vavilov-Cerenkov.
- Inversión de las condiciones de contorno en el interfaz entre un medio RH y otro LH.
- Inversión de las leyes de Snell.
- Refracción negativa en el interfaz de un medio RH con uno LH (Fig. 1.17).
- Transformación de la fuente en imagen en un plano LH.
- Intercambio de los efectos convergencia y divergencia en un medio LH.
- Expresiones plasmónicas de los parámetros constitutivos en materiales LH resonantes.

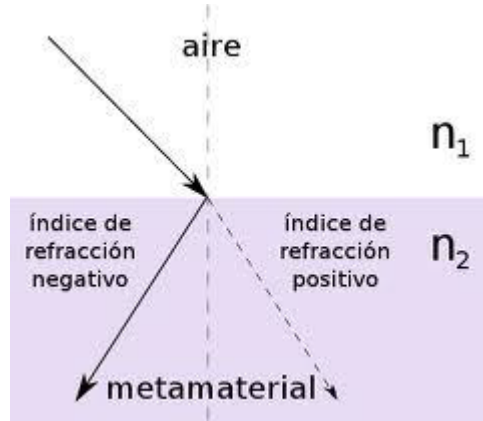


Figura 1.17: Refracción negativa producida en el interfaz de un medio LH con un medio RH. Extraída de [33].

Velesago concluyó su estudio discutiendo el potencial de las estructuras LH. Sugirió que si hubiera una sustancia que poseyera simultáneamente propiedades de los materiales ferromagnéticos y de los plasmas, en la que sus parámetros constitutivos fueran tensores, se conseguiría un medio LH. Pero desafortunadamente en esa época no se descubrió.

Más adelante Pendry introdujo dos estructuras metamateriales artificiales ENG y MNG [34], [35], [36], que fueron utilizadas por Smith (universidad de California, San Diego) [37], para desarrollar un metamaterial LH como predijo Velesago. El tamaño de la celda metamaterial ideada por Pendry, era inferior a la longitud de onda ($p \ll \lambda$), por lo que se comportaban de manera homogénea y efectiva y se podían considerar metaestructuras. Los ENG estaban formados por los denominados Thin-Wire (TW), y los MNG por los split-ring resonator (SRR), que detallaremos a continuación.

1.5.3. La estructura Thin-Wire, el medio ENG

Pendry desarrolló una estructura con un comportamiento ENG, la cual se sitúa en el cuadrante de arriba a la izquierda en Fig. 1.15. Estaba formada por un array de hilos metálicos delgados distribuidos periódicamente de forma paralela (Fig. 1.18.a). Si la excitación del campo eléctrico es paralela al eje de los hilos ($E \parallel z$), como para inducir una corriente a lo largo de los mismos y generar un momento dipolar eléctrico

1.5 Introducción a los metamateriales

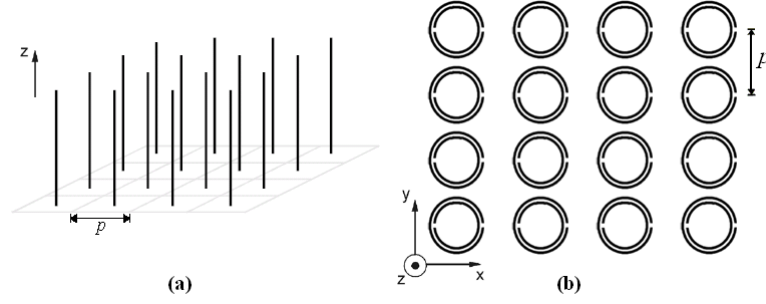


Figura 1.18: Estructuras metamateriales desarrolladas por Pendry a) TW y b) SRR. Extraída de [30].

equivalente, este metamaterial exhibe una permitividad de tipo plasmónico dispersiva con la frecuencia que sigue la expresión [34], [35]

$$\varepsilon_r(\omega) = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2} \quad (1.1)$$

donde no estamos considerando pérdidas y $\omega_{pe} = \sqrt{\frac{2\pi c^2}{p^2 \ln\left(\frac{p}{a}\right)}}$ (donde c es la velocidad de la luz y a el radio de los hilos) es la frecuencia de plasma eléctrica diseñable en el rango de GHz. El rango que nos interesa para el comportamiento como un metamaterial es

$$\varepsilon_r < 0, \quad \text{para} \quad \omega < \omega_{pe} \quad (1.2)$$

Por otro lado, la permeabilidad magnética relativa es simplemente $\mu_r = 1$, ya que ningún material magnético forma parte de la estructura, y no se genera ningún momento dipolar magnético. Además, hay que resaltar que la longitud de los hilos metálicos es mucho mayor que la longitud de onda, lo que significa que se excitan a frecuencias muy por debajo de su primera resonancia, por lo que no se consideran estructuras resonantes.

1.5.4. La estructura SRR, el medio MNG

El medio MNG propuesto por Pendry estaba formado por un array de estructuras denominadas SRR. Cada una de las células SRR estaba formada por unos anillos metálicos y concéntricos cortados por lados opuestos, como se muestra en Fig. 1.18.b. Si la

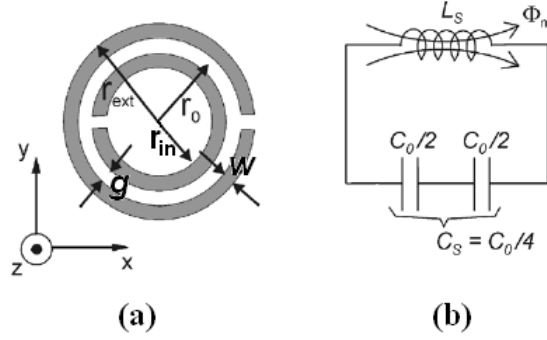


Figura 1.19: a) Estructura SRR desarrollada por Pendry. b) Su circuito equivalente. Extraída de [30].

excitación del campo magnético es perpendicular al plano de los anillos ($H \parallel z$), como para inducir corrientes resonantes en el lazo y generar el momento dipolar equivalente magnético, este metamaterial sigue una expresión plasmónica y resonante de la permeabilidad magnética dispersiva con la frecuencia, que sigue la siguiente expresión extraída de [36]

$$\mu_r(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_{0m}^2} \quad (1.3)$$

donde no consideramos las pérdidas y $F = \pi \left(\frac{r_{\text{in}}}{p} \right)^2$ (siendo r_{in} el radio interno del anillo interior), con $\omega_{0m} = c \sqrt{\frac{3p}{\pi \ln \left(\frac{2\omega r_{\text{in}}^3}{s} \right)}}$ (con ω la anchura de los anillos y s la separación entre ellos) la frecuencia de resonancia magnética para la banda de GHz. Obtenemos el rango de interés

$$\mu_r < 0, \quad \text{para} \quad \omega_{0m} < \omega < \frac{\omega_{0m}}{\sqrt{1-F}} = \omega_{pm} \quad (1.4)$$

donde ω_{pm} es la frecuencia de plasma magnética.

Hay que destacar que los SRR tienen una respuesta magnética a pesar de que no están compuestas por materiales magnéticos, debido al momento dipolar magnético proporcionado por los anillos resonantes. También se corrobora el comportamiento resonante si sustituimos en la ecuación (1.3) ω por ω_0 , comprobando que μ tendería a $-\infty$.

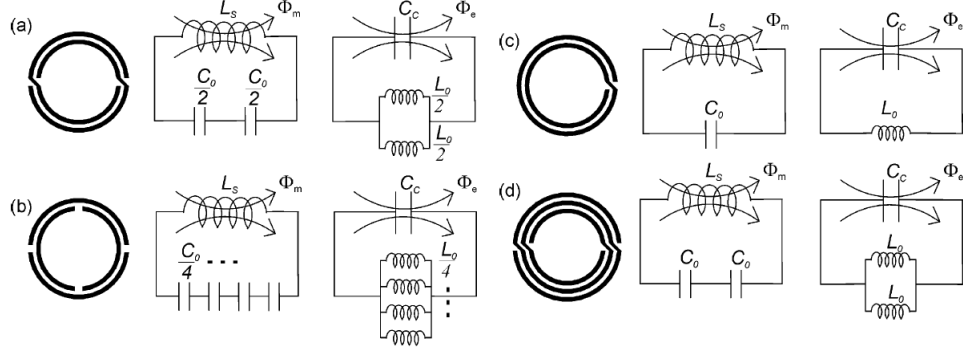


Figura 1.20: Variaciones de la estructura SRR. Extraída de [38]

Como se explica en [38] el circuito equivalente de los SRR es un tanque LC paralelo resonante, como se muestra en Fig. 1.19.b. Con la nomenclatura de la figura, vemos que C_0 es la capacidad total del SRR, la cual se subdivide en dos capacidades mitad en serie debido a los cortes en los anillos, por tanto la capacidad total es $C_s = \frac{C_0}{4}$. C_0 se puede calcular como $C_0 = 2\pi r_0 C_{pul}$, siendo r_0 (Fig 1.19.a) el radio medio del SRR y C_{pul} la capacidad por unidad de longitud. C_{pul} se puede obtener de las clásicas fórmulas de Bhartia [39]. La inductancia L_s se puede calcular por las fórmulas desarrolladas en [40] suponiendo un anillo con el radio medio r_0 y una anchura ω . Por tanto la frecuencia de resonancia del SRR es

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad (1.5)$$

Se han propuesto múltiples variaciones de los SRR en [38], como el nonbianisotropic SRR, double-slit SRR, spiral resonator SRR y el double spiral resonator SRR (Fig. 1.20 a, b, c y d respectivamente). También una estructura complementaria al SRR básico, el CSRR [40], que se puede ver en Fig. 1.21, donde el anillo se elimina de una plancha de metal, produciendo los efectos duales en todos los aspectos (ya no es MNG, sino ENG).

1.5.5. Implementación de un medio LH

Smith y su grupo combinaron las estructuras propuestas por Pendry en una estructura compuesta representada en Fig. 1.22.a, y es el primer prototipo artificial metamaterial LH. Los pasos seguidos en el artículo de Smith son [37]:

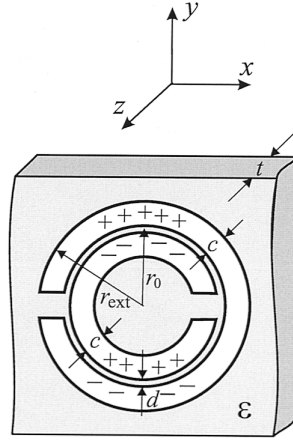


Figura 1.21: Estructura CSRR, complementaria al SRR. Extraída de [40]

1. Diseñar unas estructuras TW y SRR cuyos rangos de frecuencia con parámetros constitutivos negativos coincidan.
2. Combinar las dos estructuras.
3. Excitar el nuevo material con una onda electromagnética, y comprobar que en la banda de paso intersección del rango de frecuencias objetivo de cada estructura, los parámetros constitutivos son negativos.

Estos metamateriales son anisotrópicos y están caracterizados por los siguientes tensores para la permitividad y permeabilidad [29]

$$[\varepsilon] = \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{zz} \end{bmatrix} \quad (1.6a)$$

$$[\mu] = \begin{bmatrix} \mu_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \mu_{zz} \end{bmatrix} \quad (1.6b)$$

Esta estructura presenta comportamiento LH en una sola dirección al ser unidimensional, por lo que para $\omega < \omega_{pe}$, $\varepsilon_{zz} < 0$ y $\varepsilon_{xx}, \varepsilon_{yy} > 0$ y para $\omega_0 < \omega < \omega_{pm}$, $\mu_{xx} < 0$

1.6 Líneas Magneto-Inductivas

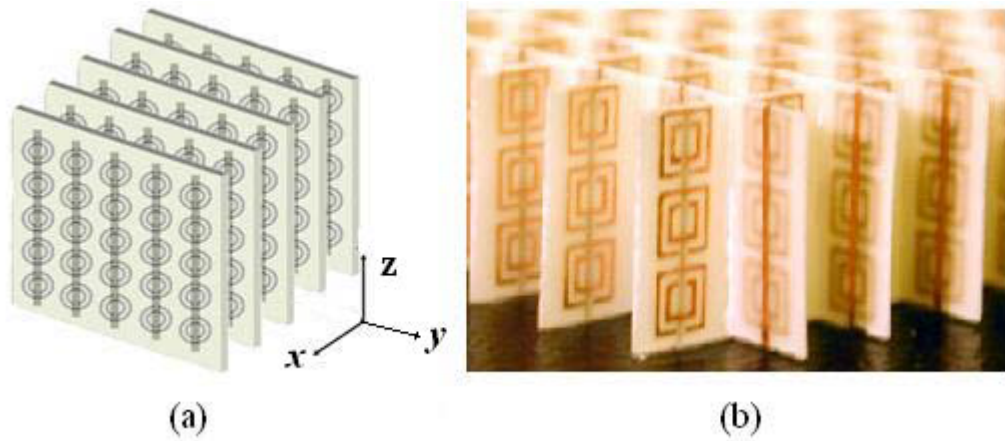


Figura 1.22: Estructuras metamateriales introducidas por el grupo de Smith. a) Estructura LH unidimensional [37]. b) Estructura LH bidimensional [41].

y $\mu_{yy}, \mu_{zz} > 0$. Smith junto a su grupo de investigación, desarrolló una estructura bidimensional con estas características [41], donde por tanto, eran posibles dos direcciones en las que excitar el campo H para que el conjunto completo se comportara como LH (Fig. 1.22.b). En este caso ε no cambia pero $\mu_{xx}, \mu_{yy} < 0$ y $\mu_{zz} > 0$ debido a la existencia de SRR en dos direcciones .

1.6. Líneas Magneto-Inductivas

Una vez comprobado el comportamiento LH de algunas estructuras metamateriales, vamos a centrarnos en una tecnología más concreta que sea más adecuada para el funcionamiento del sensor de este trabajo, es decir, que proporcione gran retardo para nuestra aplicación basada en TDR. Para líneas LH en general, la velocidad de grupo ronda los $\frac{c}{10}$, donde c es la velocidad de la luz en el vacío [2] (por lo que no se ve muy reducida). Suelen proporcionar retardos insuficientes para aplicaciones prácticas y se implementan soldando componentes distribuidos a líneas de transmisión convencionales, lo que incrementa el coste de los dispositivos.

Por ello se proponen las denominadas líneas magneto-inductivas (MIW) en tecnología planar. Las líneas MIW soportan ondas lentas las cuales se propagan a lo largo de resonadores magnéticamente acoplados [42]. Exhiben velocidades de grupo tan pequeñas

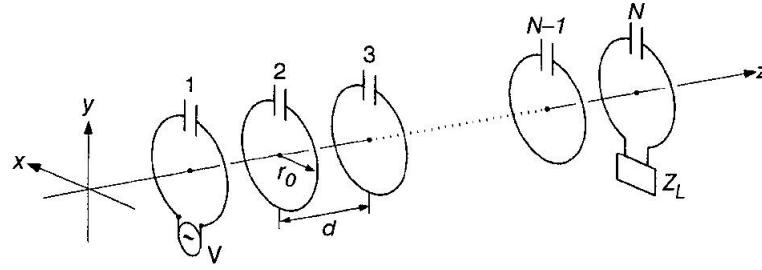


Fig. 1 Geometry of structure

Figura 1.23: Array de elementos resonantes capaces de propagar ondas MIW propuesto por Shamonina. Extraída de [43].

como $\frac{c}{100}$, lo que hace que sean unas buenas candidatas para esta aplicación. De esta manera, proporcionan un retardo de grupo de la onda propagada relativamente grande. Esto es fundamental para evitar el solapamiento entre pulsos adyacentes en el tiempo y por lo tanto poder recuperar la información en nuestra aplicación.

1.6.1. Líneas MIW no impresas

Shamonina ha desarrollado también un medio que propaga ondas acopladas magnéticamente, pero no en tecnología planar [43]. Utiliza un array de 26 anillos cargados capacitivamente, entre los cuales existe un acoplo inductivo (Fig. 1.23). Los elementos están dispuestos de forma concéntrica a lo largo de un mismo eje, y la onda se propaga de forma longitudinal a los mismos. Debido a que no es una tecnología impresa, no nos interesa para nuestra aplicación.

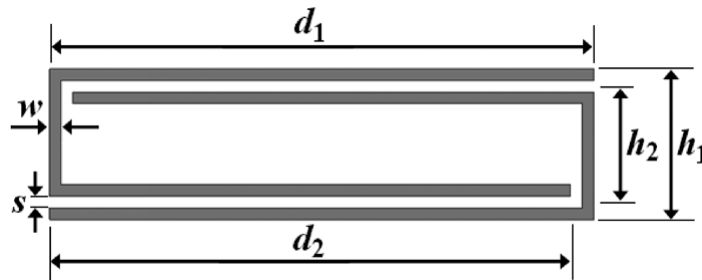


Figura 1.24: Layout de un SSRR. Extraída de [2].

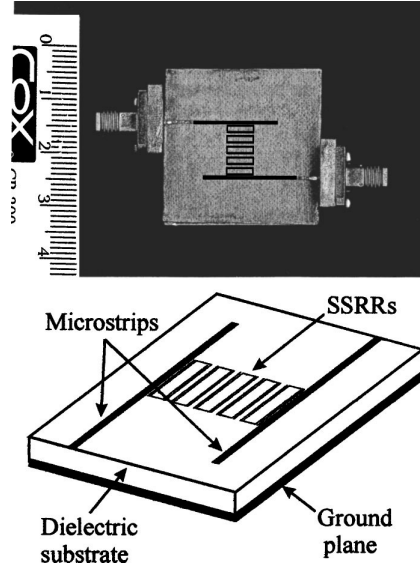


Figura 1.25: *Transductor MIW formado por dos líneas de transmisión y 5 SSRR. Figura Extraída de [44].*

1.6.2. Líneas MIW impresas

Las líneas MIW que se proponen en este trabajo, tienen comportamiento LH (además de propagar modos magneto-inductivos) y están formadas por partículas utilizadas en el diseño de metamateriales. Esto no significa que dichas líneas MIW se comporten de forma efectiva en su conjunto como una estructura metamaterial. Las partículas utilizadas son similares a los SRR, se denominan square split ring resonators (SSRR). La diferencia con los SRR es que se han diseñado con forma rectangular, con el objetivo de obtener un mejor acoplo entre las células adyacentes [31]. Además, uno de los brazos largos es interior mientras que el otro es exterior, y los brazos cortos interiores son eliminados (Fig. 1.24).

En Fig. 1.25 se puede observar el layout del transductor MIW diseñado en [44], en el cual se utilizan SSRR como en el diseño elegido para este trabajo. Se observa que la línea microstrip que se acopla inductivamente al primer SSRR, sirve de transductor entre el modo microstrip y el modo MIW[44]. Un detalle importante, es que la línea de transmisión debe sobresalir $\frac{\lambda}{4}$ a la frecuencia de resonancia de los SSRR, desde el centro del eje de los mismos para conseguir un mejor acoplo.

1.6 Líneas Magneto-Inductivas

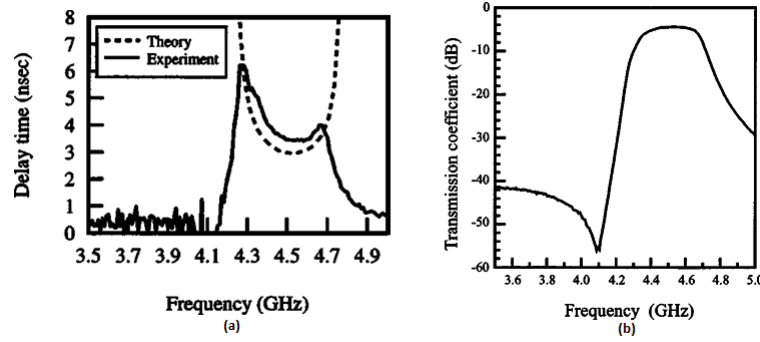


Figura 1.26: a) Retardo de grupo obtenido y b) Coeficiente de transmisión en dB medido en una línea MIW de 5 SSRR diseñada en [44].

A la hora de diseñar los anillos SSRR, de forma similar a los SRR su equivalente circuital es un tanque LC paralelo resonante [38], por lo que se pueden obtener sus parámetros C_{pul} y L de las fórmulas para líneas acopladas [39]. Su parámetro L concretamente se aproxima considerando un par de líneas acopladas separadas h_2 , anchura ω y longitud d_1 (Fig. 1.24). C_{pul} se calcula de la misma manera pero con separación s y anchura ω . La frecuencia de resonancia se puede calcular con [2]

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{2}{d_2 LC_{pul}}} \quad (1.7)$$

Se necesita calcular el acoplo mutuo M entre SSRR adyacentes separados una distancia a . Para calcularlo se considera cada SSRR como un par de hilos paralelos con corrientes opuestas separados una distancia h_2 , longitud d_1 y anchura ω [44]. Además las líneas MIW son dispersivas [45] y siguen la siguiente expresión [44]

$$\frac{\omega_0^2}{\omega^2} = 1 + \frac{2M}{L} \cos(ka) \quad (1.8)$$

siendo k la constante de propagación.

En [44], se diseña una línea MIW. En este caso se utilizan los siguientes parámetros: $d_1 = 5$ mm, $d_2 = d_1 - \omega - s$, $h_1 = 1,47$ mm, $h_2 = h_1 - 2\omega - s$, $\omega = 0,076$ mm, $s = 0,127$ mm y $a = 1,99$ mm, para una permitividad relativa $\epsilon_r = 10$ y un espesor del sustrato $h = 635 \mu\text{m}$. Al ser medidas relativamente pequeñas (del orden de pocos mm), se

1.6 Líneas Magneto-Inductivas

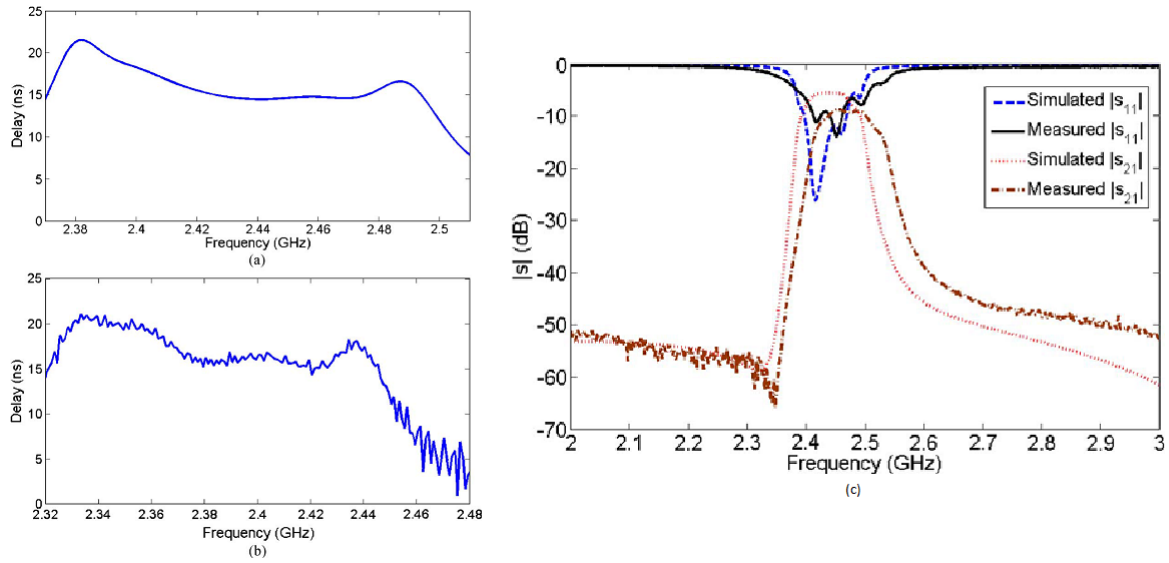


Figura 1.27: Retardo de grupo conseguido, a) Simulación y b) Experimental, en función de la frecuencia para una línea MIW en [2]. c) Parámetros S simulados y medidos.

obtiene una frecuencia de resonancia alta, esta es $f_0 = 4,48$ GHz. Se consigue un retardo de grupo de unos 3 ns (Fig. 1.26.a) y unas pérdidas aproximadas de 3 dB (Fig. 1.26.b).

En [2], se diseña un dispositivo RFID basado en líneas magneto-inductivas, donde se utiliza un array de SSRR. Se incorpora otra línea microstrip entre dos SSRR adyacentes, para generar un pulso intermedio requerido por la aplicación. Se consigue el dispositivo RFID en la banda ISM de 2,45 GHz, con vistas a que sea inalámbrico. El SSRR se diseña con $d_1 = 9,6$ mm, $h_1 = 2,6$ mm, $\omega = s = 0,2$ mm para $\epsilon_r = 10,2$ y $h = 635 \mu\text{m}$, y probando varios valores de separación entre los SSRR. Para la frecuencia de diseño y una separación óptima $a = 3,75$ mm, se ha conseguido un retardo de grupo de 16 ns (Fig. 1.27.a), unas pérdidas de 5,6 dB (Fig. 1.27.c) y un ancho de banda relativo del 5,13 %. El retardo se corrobora con resultados experimentales (Fig. 1.27.b).

Se puede concluir que al aumentar la frecuencia de diseño se reduce mucho el tamaño de la línea MIW. Pero como inconveniente nos encontramos con un retardo mucho menor, lo que está en contra de los objetivos que buscamos en esta tecnología para sintetizar un sensor. Finalmente, será necesario un compromiso entre el retardo, la longitud de la línea, el ancho de banda, y las pérdidas.

Capítulo 2

Diseño de las Líneas Magneto-Inductivas

En este capítulo vamos a proceder a diseñar dos líneas MIW, una primera de 2,45 GHz y una segunda de 915 MHz, que constituirán la parte fundamental del sensor de este trabajo. Las dos funcionan en bandas estandarizadas ISM, por lo que tienen una posible aplicación comercial [3]. La primera tiene un diseño pequeño, pero por las características de la instrumentación del laboratorio no podemos medirla, aún así tiene un diseño comercialmente viable. La segunda es un poco más grande debido a que funciona a una frecuencia menor, pero se puede medir con los equipos disponibles en el laboratorio del departamento y además produce un retardo de grupo mucho mayor que la de 2,45 GHz.

2.1. Ajuste de los parámetros del simulador

Se ha utilizado el programa “CST STUDIO SUITE” para realizar las pruebas, ya que es un simulador de onda completa y se espera que se adapte bien a la complejidad de los circuitos. En primer lugar, hemos simulado la que se desarrolla en [44] para ajustar los parámetros de simulación de CST comparando con los resultados del artículo, así podremos asegurar unos resultados más fiables. Los resultados que se pretenden ajustar se muestran en Fig. 1.26.

2.1 Ajuste de los parámetros del simulador

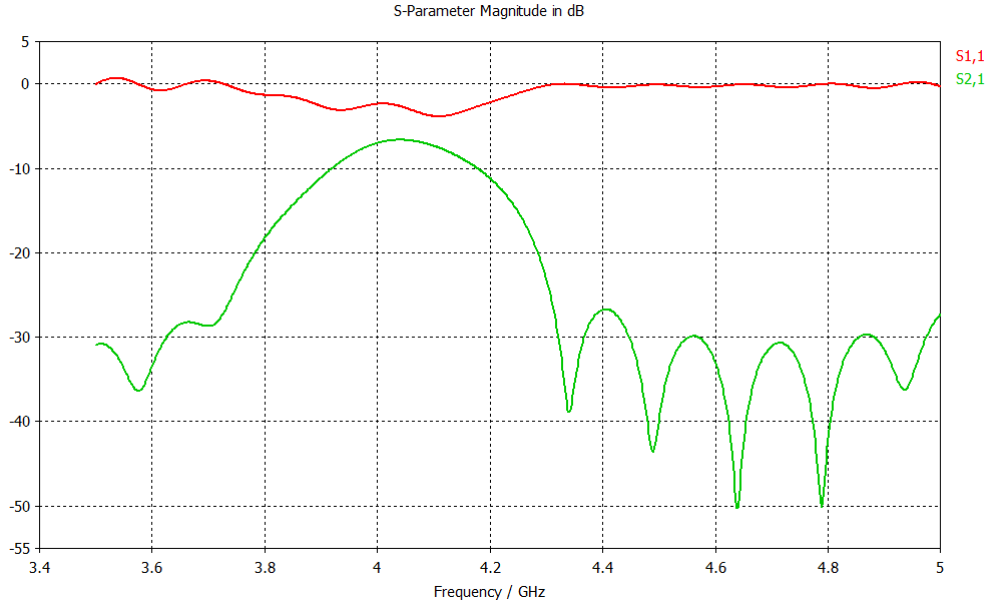


Figura 2.1: Simulación de la línea MIW con las medidas de [44] y un mallado de 30.

Se ha utilizado una línea microstrip de 50Ω para los puertos, diseñada mediante la herramienta “txline” del programa “AWR Design Enviroment”. Desde el final de la línea de transmisión hasta el eje de la línea MIW hay una longitud de $\frac{\lambda}{4}$ para la λ guiada en microstrip, así se obtiene el mejor acoplo como se comentó en la subsección 1.6.2. El espesor de las metalizaciones es de $35\mu m$ y se ha utilizado conductor perfecto para ajustar un primer modelo simple.

Se ha optado por utilizar unas plantillas predefinidas, que dejan por defecto algunos parámetros seleccionados. Con las plantillas “Resonator” y “Coupler” de CST no se han obtenido muy buenos resultados, siempre desplazaba mucho en frecuencia los parámetros S y generaba un S_{21} con muchas pérdidas. La mejor candidata ha sido la plantilla “Filter”, que con unos ajustes de simulación que se detallarán más adelante, ha dado resultados muy parecidos a los del artículo, por lo que se ha establecido como plantilla a utilizar.

Como hemos comentado en la subsección 1.6.2, en [44] consiguen una línea MIW que opera en 4,48 GHz. Generalmente en todas las simulaciones de esta sección se ha utilizado el modo “Transient Solver”, el “Frequency Domain Solver” se ha utilizado en

2.1 Ajuste de los parámetros del simulador

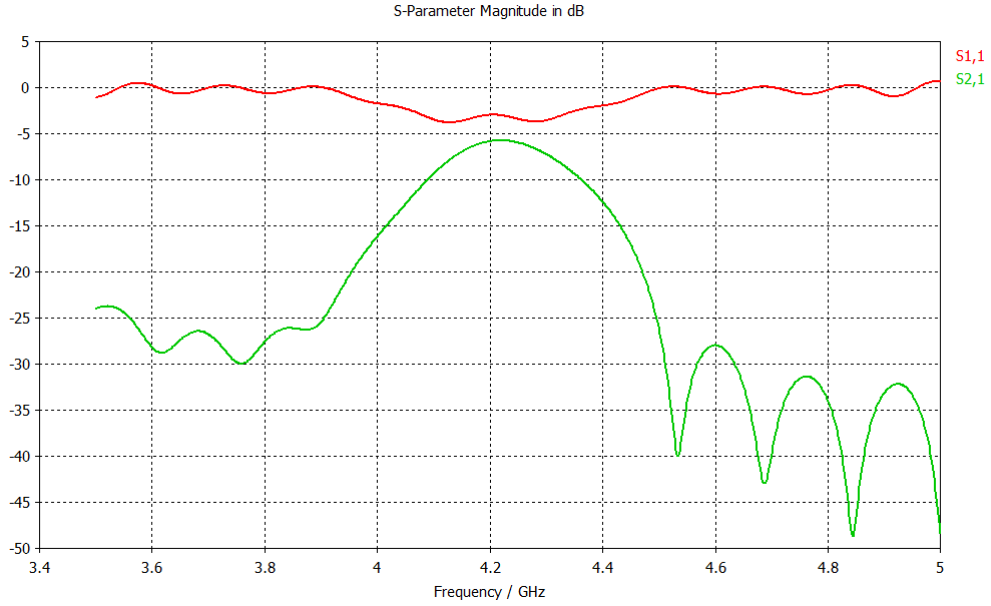


Figura 2.2: Simulación de la línea MIW con las medidas de [44] y un mallado de 40.

una ocasión. Como parámetro del “Transient” se ha descartado el “Adaptive Mesh Refinement”. Sirve para realizar simulaciones iteradas aumentando el mallado poco a poco hasta que convergen los resultados siguiendo un criterio, pero al realizar pruebas no se conseguían resultados (no paraba de iterar).

Una primera aproximación con vistas a mejora es la que se muestra en Fig. 2.1, donde se ha utilizado un mallado de 30 líneas por longitud de onda y como condición de contorno se ha establecido conductor perfecto, añadiendo espacio en todas las paredes excepto en la zona del plano de masa del circuito. Como resultado se ha simulado una impedancia de la línea de alimentación de $51,01 \Omega$ (la de referencia es 50Ω), y en Fig. 2.1 se puede observar que está desplazado en frecuencia, ya que el parámetro S_{21} tiene su máximo alrededor de 4,05 GHz. También se intuye un poco una pequeña aparición de la resonancia en el parámetro S_{11} . Todavía hay que ajustar mucho mejor la simulación, porque además tiene bastantes pérdidas.

Como parece que las condiciones de contorno no dan indicios de ser incorrectas, se incrementa el mallado de simulación. En una segunda aproximación subimos el mallado a 40 líneas por longitud de onda, con lo que se obtienen unos resultados un poco más

2.1 Ajuste de los parámetros del simulador

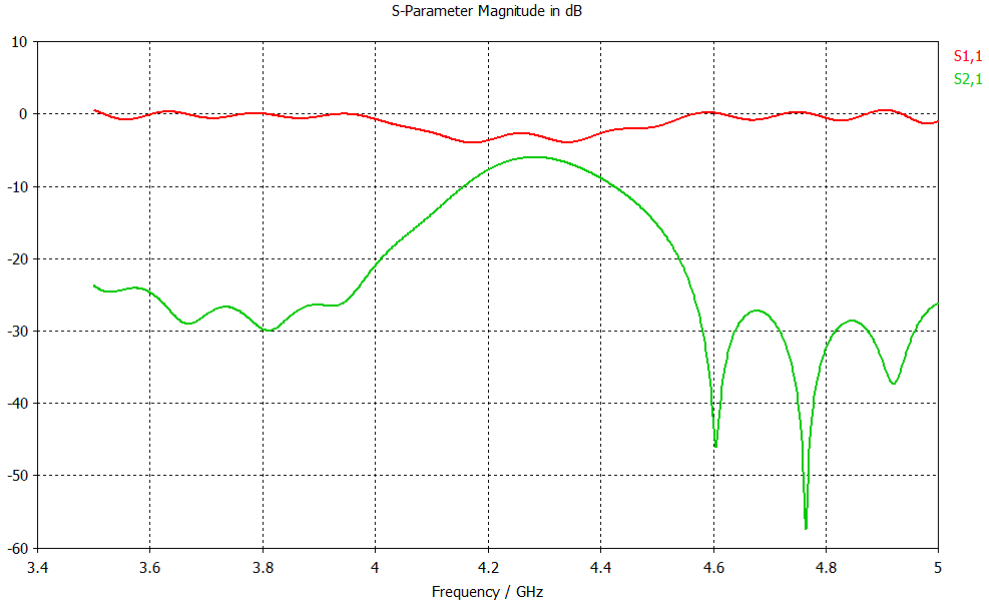


Figura 2.3: Simulación de la línea MIW con las medidas de [44] y un mallado de 50.

aceptables (Fig. 2.2). Se obtiene una impedancia de $50,97 \Omega$ y se observa una clara mejora respecto a la frecuencia de resonancia de la línea MIW, ahora está centrada alrededor de 4,2 GHz. Además se nota un ajuste en las pérdidas, ahora está cerca de 5 dB, lo que se empieza a aproximar a los resultados del artículo.

Como es lógico, cuanto mayor es el mallado, mayor precisión tienen los resultados, por lo que seguimos incrementándolo. Subiéndolo a 50 líneas por longitud de onda se obtiene una impedancia de $50,96 \Omega$. Los resultados mejoran como se puede observar en Fig. 2.3, la frecuencia central se desplaza hasta 4,3 GHz, las pérdidas son similares, pero lo que parece que no mejora es la adaptación, por ello vamos a cambiar de estrategia para seguir ajustando la simulación.

Esta vez vamos a utilizar el “Frequency Domain Solver”, para comprobar sus resultados y posibilidades. Como hemos comentado la plantilla es la misma, pero esta vez como condiciones de contorno no ponemos conductor perfecto, sino que añadimos espacio en todas las paredes que rodean el circuito. El mallado lo adapta el propio simulador en este modo “Frequency” durante la simulación con la opción marcada a tal efecto. Se obtiene una impedancia de $48,17 \Omega$ y los resultados de Fig. 2.4.

2.1 Ajuste de los parámetros del simulador

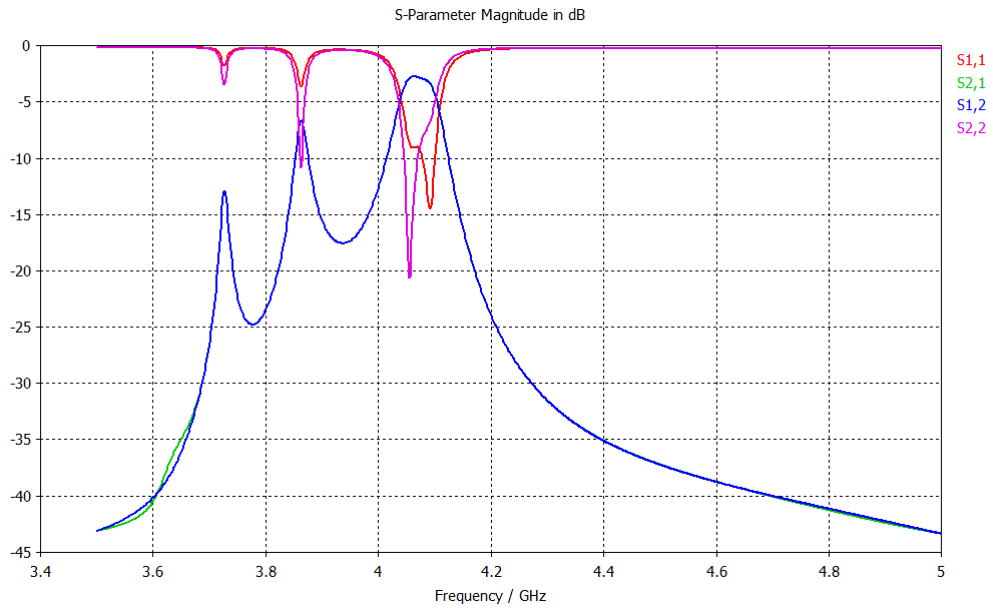


Figura 2.4: Simulación de la línea MIW con las medidas de [44] utilizando el “Frequency Domain Solver”.

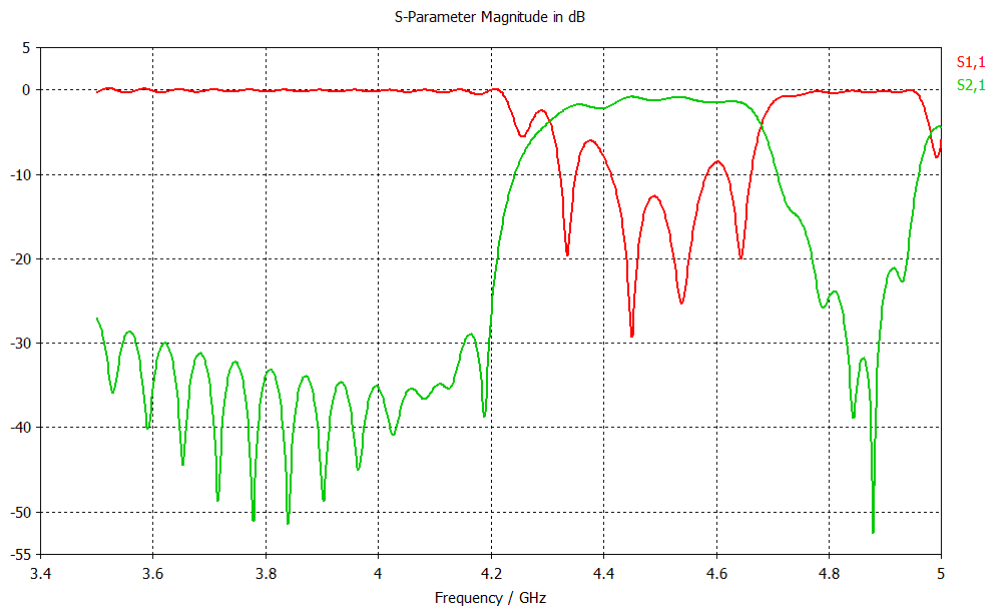


Figura 2.5: Simulación definitiva de la línea MIW con las medidas de [44].

2.1 Ajuste de los parámetros del simulador

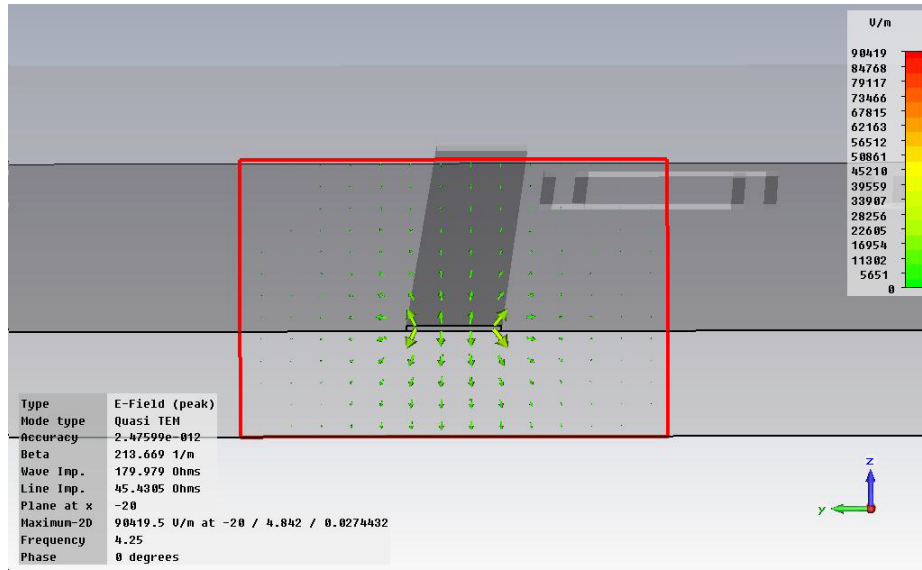


Figura 2.6: Modo Cuasi-TEM del puerto de la línea MIW con las medidas de [44].

Seguramente por la forma de resolver las ecuaciones de Maxwell del “Frequency” (eligiendo un número discreto de frecuencias) aparecen varios armónicos pronunciados a lo largo del espectro. El que parece más importante está centrado alrededor de 4,05 GHz, por lo que está bastante desplazado respecto a los 4,48 GHz buscados. Se puede observar que parece que el circuito podría ser recíproco debido a que los parámetros de transmisión opuestos coinciden, y con este modo de simulación se estrecha el ancho de banda en relación a lo analizado anteriormente. El “Frequency” parece difícil de ajustar, por lo que mantendremos la idea de simular con el “Transient Solver”.

Finalmente, se han obtenido los ajustes de simulación definitivos. La plantilla “Filter” se mantiene, como condición de contorno se establece una caja de conductor perfecto pegada a todas las paredes del circuito excepto por la parte de la metalización superior, donde se añade un espacio de vacío con una altura de 5 veces el espesor del sustrato. Se elimina el plano de masa ya que la condición de contorno hace las funciones al estar pegada a la base del circuito impreso. Se utiliza el mallado que nos ha dado mejor resultado hasta el momento, es decir de 50 líneas por longitud de onda. Como en el artículo no mencionan la separación entre la línea MIW y la línea de transmisión, la hemos supuesto igual a la separación entre los brazos del SSRR, es decir, s según Fig. 1.24.

2.1 Ajuste de los parámetros del simulador

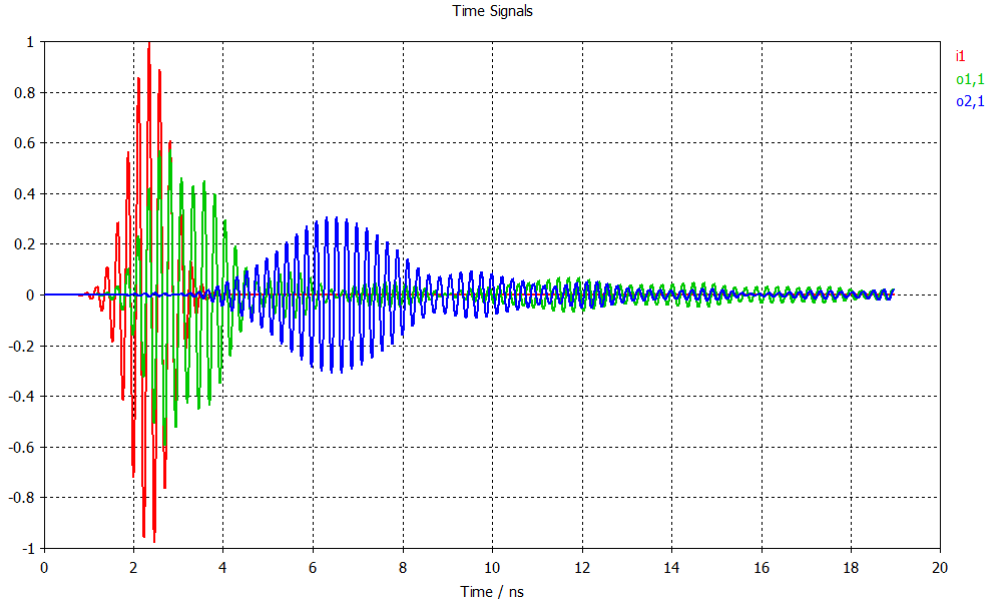


Figura 2.7: *Análisis temporal de la línea MIW con las medidas de [44]. En verde el pulso de referencia reflejado, en azul el pulso transmitido al puerto 2.*

La impedancia simulada es $45,43\ \Omega$ y los resultados se pueden ver en Fig. 2.5, donde podemos apreciar un ancho de banda similar al de Fig. 1.26, que adaptado de la misma forma, centrado en la frecuencia de diseño del artículo y con pérdidas similares. También se puede observar el modo Cuasi-TEM de microstrip confinado en uno de los puertos (Fig. 2.6) y los efectos del retardo en el dominio del tiempo (Fig. 2.7), que como habíamos comentado sobre [44] en la subsección 1.6.2, es de unos 3 ns en transmisión. Los resultados se parecen mucho a los obtenidos en el artículo (Fig. 1.26 a y b), por lo que podemos establecer así el método de simulación de ahora en adelante para la realización del sensor.

Una vez conseguido un buen resultado vamos a realizar una prueba más realista, añadiendo una plancha de metal en la parte inferior del circuito microstrip para simular un plano de masa real, y utilizando cobre en lugar de conductor perfecto. Al seguir este procedimiento de aproximar un modelo simple y posteriormente el modelo complejo (con pérdidas), podemos analizar mejor los detalles y finalizar con resultados realistas. En Fig. 2.8 se observa un suavizado en el rizado de los parámetros S y una pequeña caída de

2.2 Fórmulas para el diseño y el efecto de cada parámetro

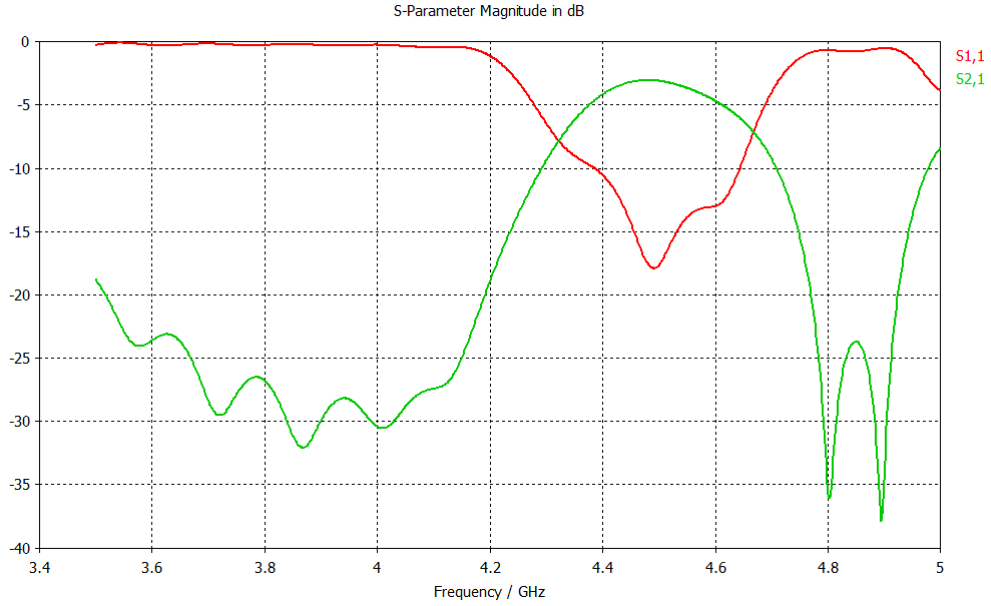


Figura 2.8: Simulación con pérdidas de la línea MIW con las medidas de [44].

alrededor de 1 dB en el S_{21} . La impedancia característica se puede considerar de 50Ω (lo que implica que las simulaciones son buenas) y los demás resultados parecen bastante fiables. Se puede concluir que son acordes con las simulaciones del artículo, por lo que queda concretado el método de simulación definitivamente.

2.2. Fórmulas para el diseño y el efecto de cada parámetro

Una vez optimizado el simulador, vamos a establecer las fórmulas necesarias para el diseño de las líneas MIW (utilizando la nomenclatura de Fig. 1.24). Como se menciona en la subsección 1.6.2, los parámetros circuitales de los anillos SSRR se pueden obtener de las fórmulas de Bhartia [39], considerando un par de líneas acopladas separadas h_2 , anchura ω y longitud d_1 para calcular la inductancia L . Para calcular la capacidad por unidad de longitud C_{pul} , la separación es s y la anchura ω . A continuación se desarrollan las fórmulas de Bhartia:

$$k = \frac{gap}{gap + 2\omega} \quad (2.1a)$$

2.2 Fórmulas para el diseño y el efecto de cada parámetro

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (2.1b)$$

donde gap es la separación entre las líneas acopladas

$$k_1 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi gap}{4h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi(gap+2\omega)}{4h}\right)} \quad (2.2a)$$

$$k_1' = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (2.2b)$$

donde h es el espesor del substrato del circuito

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \begin{cases} \left[\frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) \right]^{-1} & \text{para } 0 \leq k \leq 0,7 \\ \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right) & \text{para } 0,7 \leq k \leq 1 \end{cases} \quad (2.3a)$$

$$\frac{K(k_1)}{K(k_1')} = \begin{cases} \left[\frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k_1'}}{1 - \sqrt{k_1'}} \right) \right]^{-1} & \text{para } 0 \leq k_1 \leq 0,7 \\ \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k_1}}{1 - \sqrt{k_1}} \right) & \text{para } 0,7 \leq k_1 \leq 1 \end{cases} \quad (2.3b)$$

y donde $K(k)$ representa una función elíptica completa de primer orden siendo $K(k')$ su función complementaria. Lo mismo para k_1 .

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K(k)}{K(k')} \quad (2.4)$$

$$\varepsilon_{eff} = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{K(k')}{K(k)} \frac{K(k_1)}{K(k_1')} \quad (2.5)$$

Siendo ε_r la permitividad eléctrica del substrato y ε_{eff} la permitividad eléctrica efectiva.

A partir de aquí y con las magnitudes descritas anteriormente para los parámetros circuitales, podemos obtener:

$$L = \frac{Z_0 \sqrt{\varepsilon_{eff}}}{c} d_1 \quad (2.6a)$$

2.2 Fórmulas para el diseño y el efecto de cada parámetro

$$C = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}} d_2}{Z_0 c} \quad (2.6b)$$

Donde c es la velocidad de la luz en el vacío. Hay que destacar que las fórmulas de L y C desarrolladas permiten obtener los parámetros circuitales totales, no por unidad de longitud. Para L se ha utilizado la longitud del brazo más largo del SSRR (d_1) mientras que para C se han considerado efectos capacitivos en la parte solapada entre los brazos del SSRR (d_2). Como la partícula SSRR es considerada como un tanque LC paralelo donde hay dos capacidades en serie (Fig. 1.19 b) podemos calcular la capacidad total como la mitad de la capacidad de un solo par de brazos de longitud d_2 , es decir, $C = C_{pul} \frac{d_2}{2}$. Con esto calculado se puede obtener la frecuencia de resonancia de los SSRR y por tanto, la frecuencia de funcionamiento de la línea MIW

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.7)$$

Para calcular la inductancia mutua M entre dos anillos SSRR cuyos centros están separados una distancia a , se puede desarrollar la fórmula considerando cada SSRR como un par de hilos con corrientes opuestas separados una distancia h_2 , longitud d_1 y anchura ω , como se explicó en la subsección 1.6.2. Para el cálculo, se considera una separación media entre cada par de hilos adyacentes (es decir, entre dos SSRR adyacentes), ésta se puede aproximar como el periodo a suponiendo despreciable la anchura ω . Finalmente, M se calcula mediante las fórmulas elementales de electromagnetismo básico, para dos conductores paralelos con las consideraciones mencionadas

$$M = -10^{-7} d_1 \left[\ln \left(\frac{d_1}{a} + \sqrt{1 + \left(\frac{d_1}{a} \right)^2} \right) - \sqrt{1 + \left(\frac{a}{d_1} \right)^2} + \frac{a}{d_1} \right] \quad (2.8)$$

Una vez obtenida la inductancia mutua, podemos desarrollar los parámetros de diseño restantes, el retardo de grupo y el ancho de banda [2]

$$\tau = 2 \frac{L}{-M} \frac{n_{SSRR}}{\omega_0} \quad (2.9)$$

donde n_{SSRR} es el número de partículas SSRR

2.2 Fórmulas para el diseño y el efecto de cada parámetro

$$\frac{\omega_0}{\sqrt{1 - \frac{2M}{L}}} \leq \omega \leq \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + \frac{2M}{L}}} \quad (2.10)$$

El retardo de grupo definido tiene en cuenta el diseño final del sensor, es decir, que considera el retardo resultante de pasar la señal dos veces por la línea MIW, habiéndose reflejado al final del circuito en el elemento de sensado para volver al detector por el puerto de entrada (por ello el factor 2 de la Eq. 2.9). Además, debido a que M es negativa y a que la propagación es hacia atrás en estas configuraciones planares, se introduce un signo $-$ en la Eq. 2.9 para obtener retardos positivos [44]. Para facilitar el cálculo y diseñar paramétricamente las dimensiones de la línea MIW, se ha desarrollado un código en MATLAB que genera los resultados de las fórmulas. Dicho código se muestra en el Apéndice B.

Podemos comprobar la validez de las fórmulas comparando sus resultados con los de [44]. Con $\omega = 0,076$ mm, $s = 0,127$ mm, $h = 0,635$ mm, $\varepsilon_r = 10$, $d1 = 5$ mm, $h1 = 1,47$ mm, $a = 1,99$ mm y 5 SSRR, se obtiene un retardo de grupo de $\tau = 6,24$ ns considerando el circuito en reflexión y no en transmisión. Esto es coherente con los resultados del artículo ya que obtenían $\tau = 3$ ns en transmisión. El ancho de banda obtenido con las fórmulas es de 513 MHz. Como se puede apreciar en Fig. 2.8, los resultados coinciden si consideramos como ancho de banda toda la banda de paso (es decir, el rango de frecuencias en el que el parámetro S_{11} vale 0 dB).

Hay que tener muy en cuenta esta consideración, porque el ancho de banda a lo largo de este trabajo generalmente se va a considerar a -10 dB (a no ser que se indique otro valor explícitamente), por lo que mediante el diseño en MATLAB, hay que dejar un margen suficiente para asegurarse un buen diseño. La frecuencia central obtenida con las fórmulas es 4,39 GHz, lo que se aproxima bastante al prototipo medido en [44]. Con este análisis podemos validar el código que vamos a utilizar para el diseño, aunque no implica que sea exacto para cualquier modelo de línea MIW, por lo que se harán ajustes en las simulaciones electromagnéticas en CST como veremos más adelante.

Se pueden ver ciertos patrones en el comportamiento del retardo de grupo, la frecuencia de diseño y el ancho de banda de la línea MIW. También, aunque no de forma

2.2 Fórmulas para el diseño y el efecto de cada parámetro

Dimensión/Parámetro constitutivo	Parámetro circuital			Resultados del diseño			
	ΔM	ΔL	ΔC	ΔBW	$\Delta \tau$	$\Delta \alpha$	Δf_0
$+\Delta d_1$	—	+	+	—	+	—	—
$+\Delta h_1$		+		—	+		—
$+\Delta \varepsilon_r$			+	—	+		—
$+\Delta h$			+	—	+		—
$+\Delta a$	+			—	+	+	
$+\Delta s$		—	—	+	—		+
$+\Delta \omega$		—	+	+	—		+

Tabla 2.1: *Análisis de las variaciones en las dimensiones del circuito.*

numérica, se pueden estimar las variaciones que afectan a las pérdidas de potencia α . Ejecutando como vectores las dimensiones del circuito en MATLAB, se han establecido estas relaciones para facilitar el diseño a la hora de seleccionar cambios adecuados en los parámetros. De esta manera, se consigue una herramienta que permite elaborar primeras aproximaciones de las líneas MIW, para luego ajustarlas analizando los resultados simulados en CST.

En la tabla 2.1, se muestran los resultados del análisis descrito. La primera columna se refiere a las dimensiones físicas del circuito y a ε_r , la segunda a los parámetros circuitales M , L y C , y la tercera a los resultados estimados característicos de la línea MIW, donde BW es el ancho de banda y el resto de nomenclatura se ha descrito anteriormente. Ante un incremento positivo de las variables de la columna “Dimensión/Parámetro constitutivo”, se producen las variaciones resultantes de las demás columnas (“+” indica una proporcionalidad directa, “-” indica que es indirecta). Para los “Resultados del diseño”, se comprueban varias cosas: BW y f_0 en conjunto tienden a ser opuestos al retardo τ , y en general para aumentar τ es necesario un incremento de las dimensiones físicas. Las dimensiones s y ω funcionan al contrario, deben reducirse para aumentar τ . Hay que tener en cuenta que estarán limitadas por la precisión mínima de fabricación, y que para todas las variables será necesario un compromiso para obtener unos resultados óptimos. Los recuadros vacíos representan que el parámetro permanece constante, o que no está afectado por la variación.

2.3 Diseño de una línea MIW en 2.45 GHz

Las variaciones en las pérdidas son suposiciones fundamentadas en que, cuanto mayor sea la superficie de acoplo d_1 será más fácil acoplar potencia del modo microstrip al modo MIW, y por tanto se perderá menos energía, y en que al aumentar la separación entre los centros de los anillos, se acoplará menos energía entre ellos al tener los brazos más separados. No está reflejado en la tabla, pero es evidente que al aumentar el número de SSRR aumentará el retardo de grupo, mientras que no afectará al ancho de banda o a la frecuencia central.

Una vez conseguido este estudio, vamos a comenzar a diseñar las Líneas Magneto-Inductivas en las bandas ISM de 2,45 GHz y 915 MHz, como habíamos comentado anteriormente.

2.3. Diseño de una línea MIW en 2.45 GHz

Primero diseñaremos una línea MIW en la banda de 2,45 GHz. Esta es una banda regulada de uso mundial, la cual permite un mercado global, lo que le hace muy interesante [3]. Los resultados que debemos optimizar son, el retardo de grupo, el ancho de banda, y la frecuencia de operación, tendiendo a conseguir un diseño de tamaño pequeño acorde con las tendencias tecnológicas. El retardo de grupo buscado utilizando pulsos gaussianos puede ser entre 10 y 15 ns en reflexión [2], para poder separar en el dominio del tiempo el pulso de referencia de un solo pulso con la información. El ancho de banda de la banda ISM de 2,45 es de 100 MHz (2,4 – 2,5 GHz) [3], por lo que se diseñará la línea con ancho de banda suficiente para cubrir dicho rango. Las líneas de transmisión que se acoplan a la línea MIW se diseñan a 50Ω . Hay que tener en cuenta que es necesario un compromiso entre todas estas magnitudes, para conseguir un diseño óptimo.

Para empezar no consideraremos pérdidas, de la misma manera que en el ajuste del simulador de la sección 2.1. El ancho de banda definido en CST para las simulaciones es de 1,5 – 3,4 GHz. Primero vamos a elegir el tipo de sustrato para la línea. Para obtener buenos retardos es necesaria una permitividad eléctrica alta (según las conclusiones obtenidas a partir de la tabla 2.1), y de los sustratos que disponemos para fabricar, la mayor permitividad es de $\epsilon_r = 10,2$. El espesor del sustrato está condicionado a los materiales disponibles, por lo que está fijado a $h = 1,27$ mm. Esta elección de sustrato

2.3 Diseño de una línea MIW en 2.45 GHz

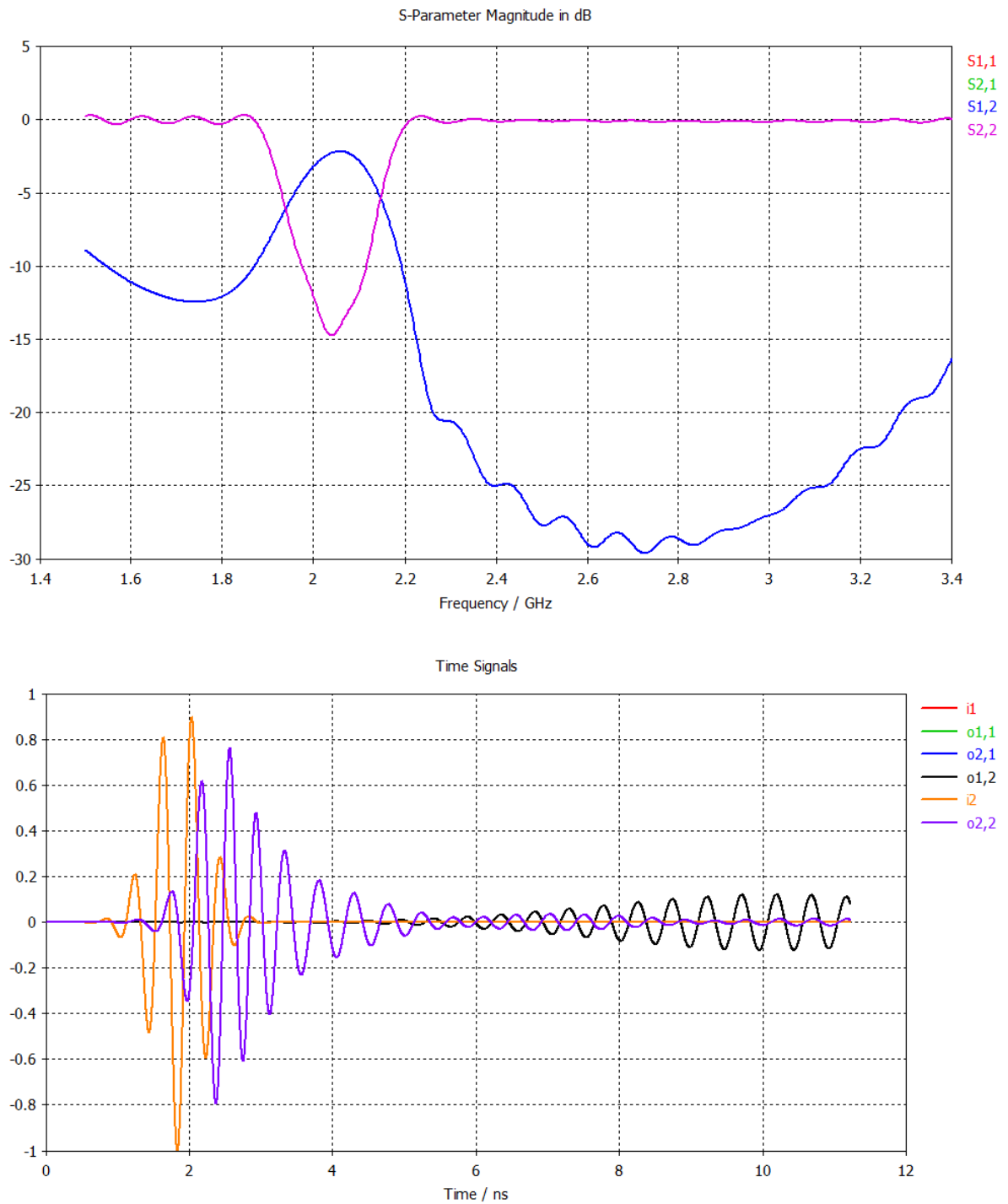


Figura 2.9: Simulaciones de la línea MIW de 2.45 GHz, primer prototipo.

2.3 Diseño de una línea MIW en 2.45 GHz

afecta al ancho de banda y la frecuencia central disminuyéndolas. Para poder aumentarlas se procede a disminuir las magnitudes d_1 y h_1 . Para ajustes finales se manipulan s y ω , los cuales no hacen el circuito mucho más grande. Se elige un periodo a no muy grande comparado con h_1 , conviene aumentar a para ganar en retardo de grupo pero hay que tener cuidado con las pérdidas. Con los resultados obtenidos se establecen 6 SSRR para ajustarse a las condiciones del retardo.

El diseño tiene como dimensiones $\omega = 0,08$ mm, $s = 0,08$ mm, $d_1 = 8$ mm, $h_1 = 3,59$ mm y $a = 4,3$ mm. Los resultados generados por el código de MATLAB del Apéndice B son $\tau = 22,3$ ns, $f_0 = 2,25$ GHz y $BW = 171$ MHz. Los simulados en CST se pueden ver en Fig. 2.9. Se puede apreciar que la frecuencia central es aproximadamente 2 GHz y está un poco desplazada hacia frecuencias bajas respecto a lo obtenido por las fórmulas aproximadas, el ancho de banda a -10 dB es bastante fiel a las aproximaciones, y el retardo de grupo en transmisión de un puerto a otro es de unos 9 ns (gráfica de color negro), considerando los tiempos situados en los máximos de la envolvente, lo que significa que el retardo total útil del sensor es $\tau = 2 * 9 \text{ ns} = 18 \text{ ns}$, que se acerca bastante a las aproximaciones. Finalmente, en la simulación se ha obtenido una impedancia de referencia de $45,35 \Omega$, que es cercana a 50Ω .

Dentro de lo especificado hace falta ajustar la frecuencia central aumentándola. Para ello hemos disminuido las dimensiones d_1 y h_1 , y hemos aumentado s y ω (debido a la tabla 2.1), pero con cuidado de no reducir en exceso el retardo. Como consecuencia de reducir h_1 , hemos reducido el periodo a , para no tener excesivas pérdidas de potencia. Los demás parámetros se mantienen constantes y el número de SSRR es el mismo.

Este segundo diseño tiene como dimensiones $\omega = 0,1$ mm, $s = 0,1$ mm, $d_1 = 7,8$ mm, $h_1 = 3$ mm y $a = 3,6$ mm. Las fórmulas aproximadas dan como resultado $\tau = 16,9$ ns, $f_0 = 2,42$ GHz y $BW = 225$ MHz. En Fig. 2.10 se puede ver el resultado simulado de los parámetros S y de las señales en el tiempo, donde de la misma manera que con el prototipo anterior, la frecuencia central está desplazada hacia bajas frecuencias, y esta es de unos 2,3 GHz. El ancho de banda a -10 dB es aproximadamente 225 MHz como se calculó, y el retardo de grupo total es $\tau = 2 * 7 \text{ ns} = 14 \text{ ns}$. La impedancia es de $45,33 \Omega$.

2.3 Diseño de una línea MIW en 2.45 GHz

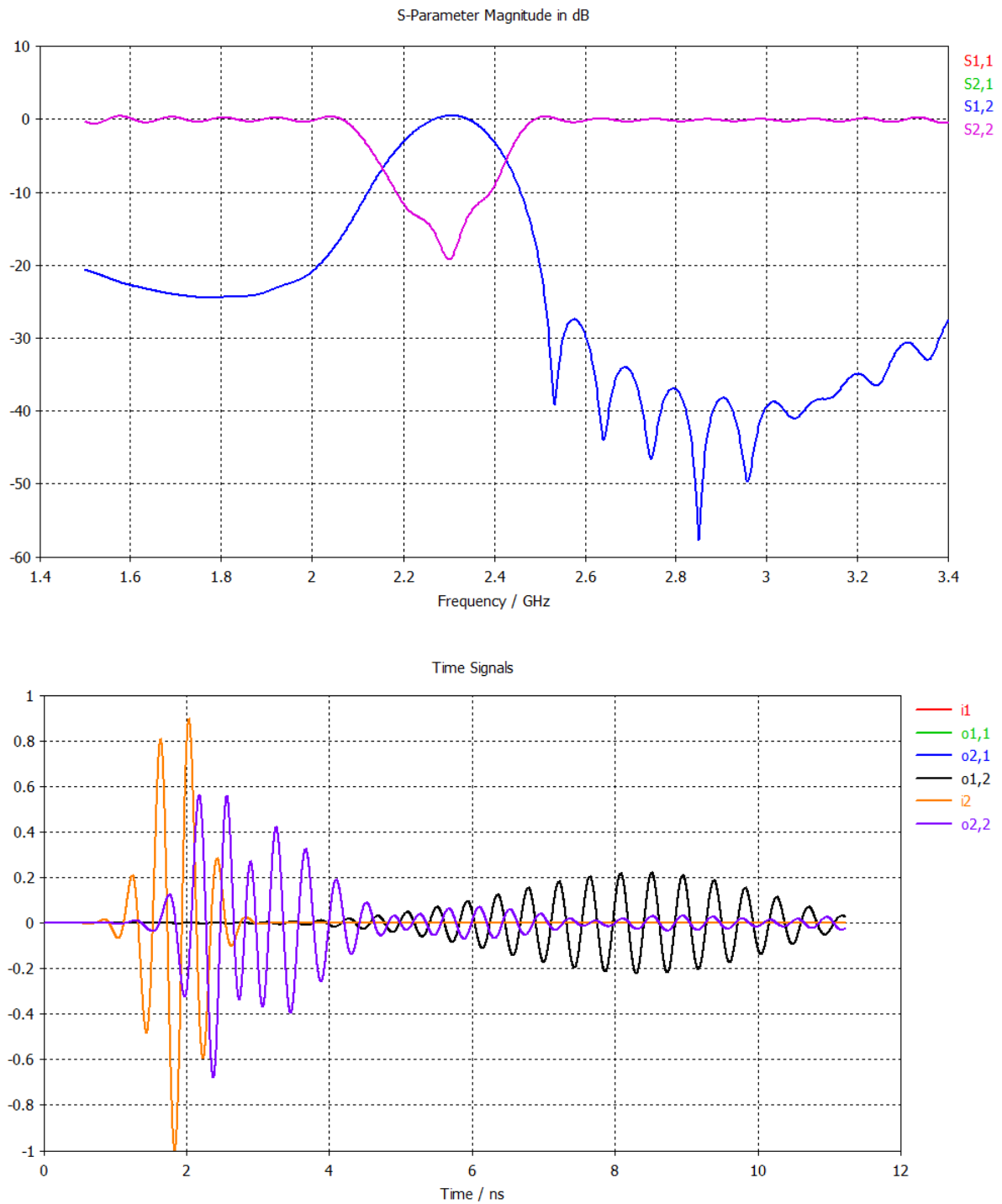


Figura 2.10: Simulaciones de la línea MIW de 2.45 GHz, segundo prototipo.

2.3 Diseño de una línea MIW en 2.45 GHz

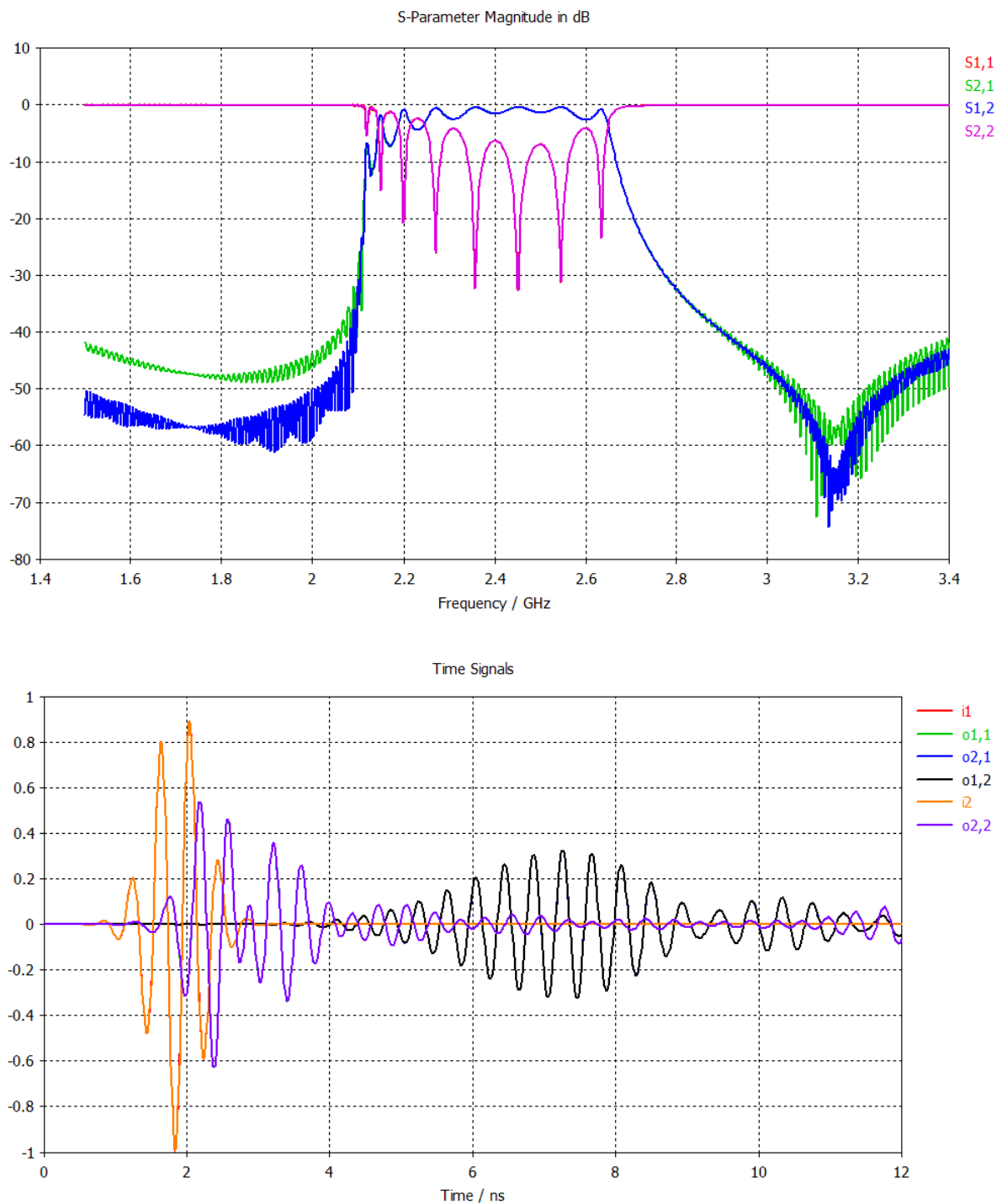


Figura 2.11: Simulaciones de la línea MIW de 2.45 GHz, tercer prototipo.

2.3 Diseño de una línea MIW en 2.45 GHz

Es necesario hacer un nuevo diseño que esté más ajustado en frecuencia. En este vamos a reducir más los parámetros h_1 y d_1 para conseguir subir la frecuencia central hasta la objetivo. Como consecuencia hay que disminuir el periodo a para evitar pérdidas. Al llegar a este punto en el que hemos reducido d_1 , h_1 y a en una cantidad considerable, el retardo se está viendo afectado, por lo que vamos a incluir dos periodos más de partículas SSRR, es decir que en este diseño contamos con 8 SSRR.

Las dimensiones son $\omega = 0,1$ mm, $s = 0,1$ mm, $d_1 = 7,7$ mm, $h_1 = 2,7$ mm y $a = 3$ mm. Por medio de las fórmulas se obtiene $\tau = 19,1$ ns, $f_0 = 2,48$ GHz y $BW = 268$ MHz. Observando los resultados de Fig. 2.11, la característica más relevante es que el circuito está muy mal adaptado, teniendo además un ancho de banda demasiado amplio. Este aumento del ancho de banda puede ser debido a reducir demasiado los parámetros d_1 , h_1 y a . Al ver definidamente la desadaptación se pueden apreciar varios armónicos, probablemente debidos a cada una de las partículas SSRR. Con respecto al retardo se observa $\tau = 2 * 7,5 \text{ ns} = 15 \text{ ns}$, y la impedancia simulada es $45,33 \Omega$. Este diseño no ofrece buenos resultados respecto a adaptación y ancho de banda, además es más probable que al fabricarlo diera un mal resultado debido a que la cantidad de SSRR es alta (más probabilidad de fallos de fabricación). Además, aumenta la posibilidad de errores de fabricación al ser un diseño de dimensiones pequeñas.

Debido a los resultados obtenidos vamos a cambiar de estrategia de diseño. En lugar de seguir disminuyendo d_1 y h_1 , se aumentarán ω y s para ajustar la frecuencia sin perjudicar a la adaptación. De esta manera reducimos el número de SSRR de nuevo a 6. El periodo a lo seguimos manteniendo bajo para evitar pérdidas. Las dimensiones son $\omega = 0,17$ mm, $s = 0,17$ mm, $d_1 = 8,1$ mm, $h_1 = 3,55$ mm, $a = 3,65$ mm. Con las fórmulas obtenemos $\tau = 15$ ns, $f_0 = 2,46$ GHz y $BW = 255$ MHz. En Fig. 2.12 se comprueba que los resultados no difieren mucho de los del anterior prototipo, llevándonos a la conclusión de que el problema del rizado y la desadaptación proviene de que en estos dos diseños, la diferencia entre h_1 y a es muy pequeña. El retardo total conseguido en la simulación ($\tau = 6$ ns) difiere mucho del obtenido mediante las fórmulas y la impedancia simulada es de $45,36 \Omega$. Se concluye que es necesario un compromiso para a grandes y pequeñas respecto h_1 , porque al disminuirla mucho se produce desadaptación, y al aumentarla se incrementan las pérdidas.

2.3 Diseño de una línea MIW en 2.45 GHz

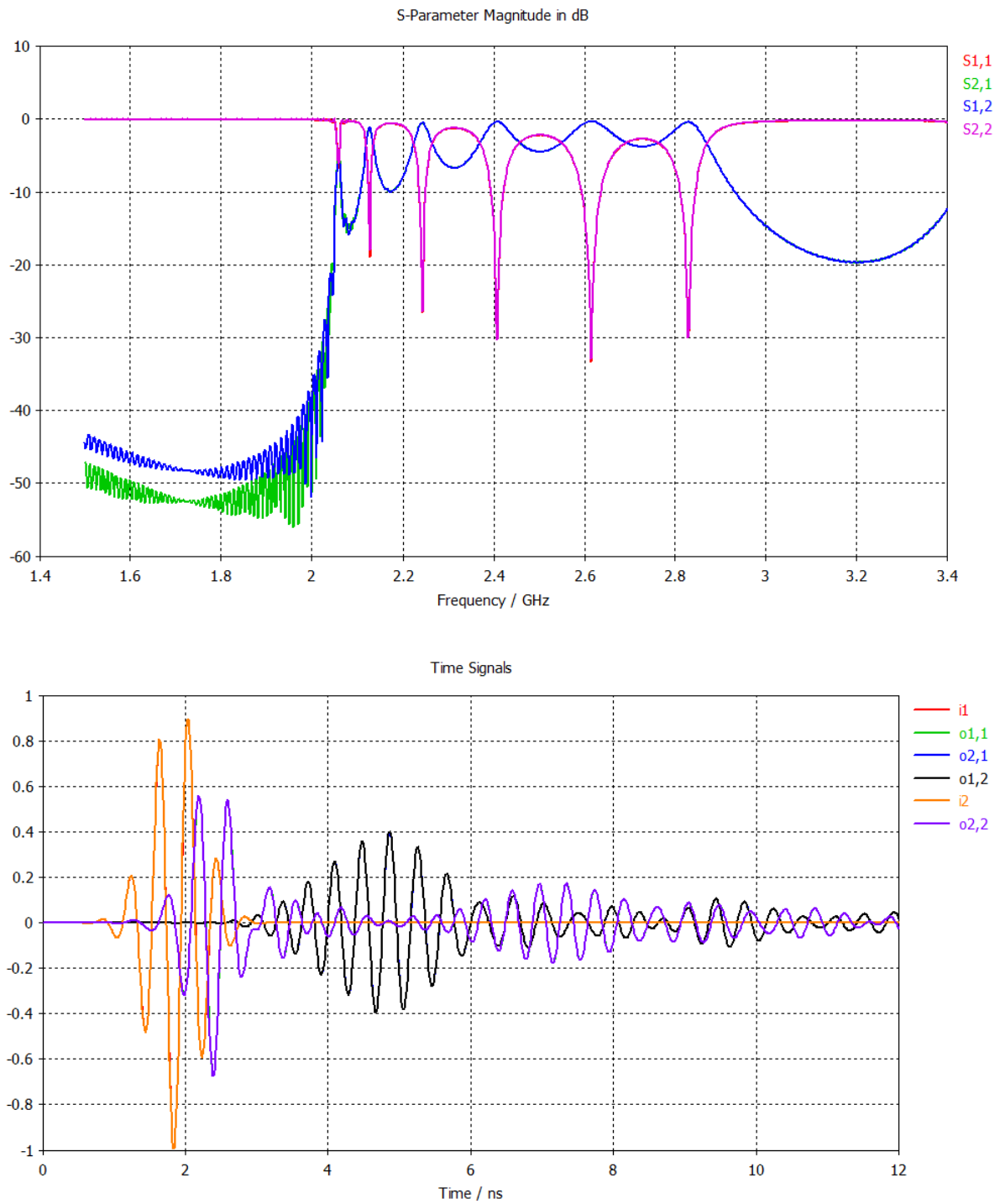


Figura 2.12: Simulaciones de la línea MIW de 2.45 GHz, cuarto prototipo.

2.3 Diseño de una línea MIW en 2.45 GHz

A partir de aquí vamos a considerar las pérdidas, es decir, que vamos a incluir plano de masa y todas las metalizaciones serán de cobre. En un nuevo diseño vamos a volver a la estrategia de los primeros prototipos, aumentando d_1 y h_1 para conseguir un buen retardo de grupo. Ahora para ajustar la frecuencia central de la línea MIW vamos a aumentar s y ω . Aunque aumentemos las dimensiones respecto a diseños anteriores, el tamaño resultante sigue siendo aceptable. Para evitar los problemas de adaptación hemos optado por una a mayor en relación a h_1 , además así conseguiremos más retardo. Al conseguir un retardo aceptable podemos disminuir el número de SSRR a 4, y así reducir la posibilidad de imperfecciones en la fabricación, pudiendo aumentar el número si se considera necesario más adelante.

Las dimensiones en este caso son $\omega = 0,25$ mm, $s = 0,25$ mm, $d_1 = 8,3$ mm, $h_1 = 4,8$ mm y $a = 5,5$ mm. Utilizando las fórmulas obtenemos $\tau = 13,2$ ns, $f_0 = 2,45$ GHz y $BW = 190$ MHz. Podemos comparar los resultados con los expuestos en Fig. 2.13, los cuales son bastante fieles a las fórmulas. Respecto a la frecuencia central hace falta aumentarla un poco ($f_0 = 2,35$ GHz), el ancho de banda a -10 dB si que parece ser de alrededor de 190 MHz, lo que da un margen considerable al sistema (se requieren 100 MHz), y el retardo es $\tau = 2 * 5 \text{ ns} = 10 \text{ ns}$, siendo un resultado aceptable. Como impedancia característica de referencia CST ha calculado $45,40 \Omega$. Solo falta un pequeño paso para el diseño final, ajustar la frecuencia central a 2,45 GHz.

El ancho de banda y el retardo son buenos, únicamente en caso de que se necesite más retardo se añadirían más partículas SSRR. Mantenemos todas las dimensiones físicas y el número de SSRR constantes, excepto d_1 y h_1 , las cuales reduciremos para aumentar la frecuencia central. Las dimensiones que cambian son $d_1 = 8$ mm y $h_1 = 4,7$ mm. Los resultados de las fórmulas son $\tau = 13$ ns, $f_0 = 2,56$ GHz y $BW = 196$ MHz. En Fig. 2.14 se pueden comparar los resultados con los de las fórmulas, donde vemos que la línea está centrada en la frecuencia de diseño, el ancho de banda a -10 dB son unos 200 MHz lo que se ajusta bien a lo calculado, el retardo es de $\tau = 2 * 5 \text{ ns} = 10 \text{ ns}$ como en el anterior prototipo, tiene muy pocas pérdidas (alrededor de 2 dB), está bastante bien adaptada y la impedancia de la línea de acceso calculada por CST es $45,40 \Omega$.

2.3 Diseño de una línea MIW en 2.45 GHz

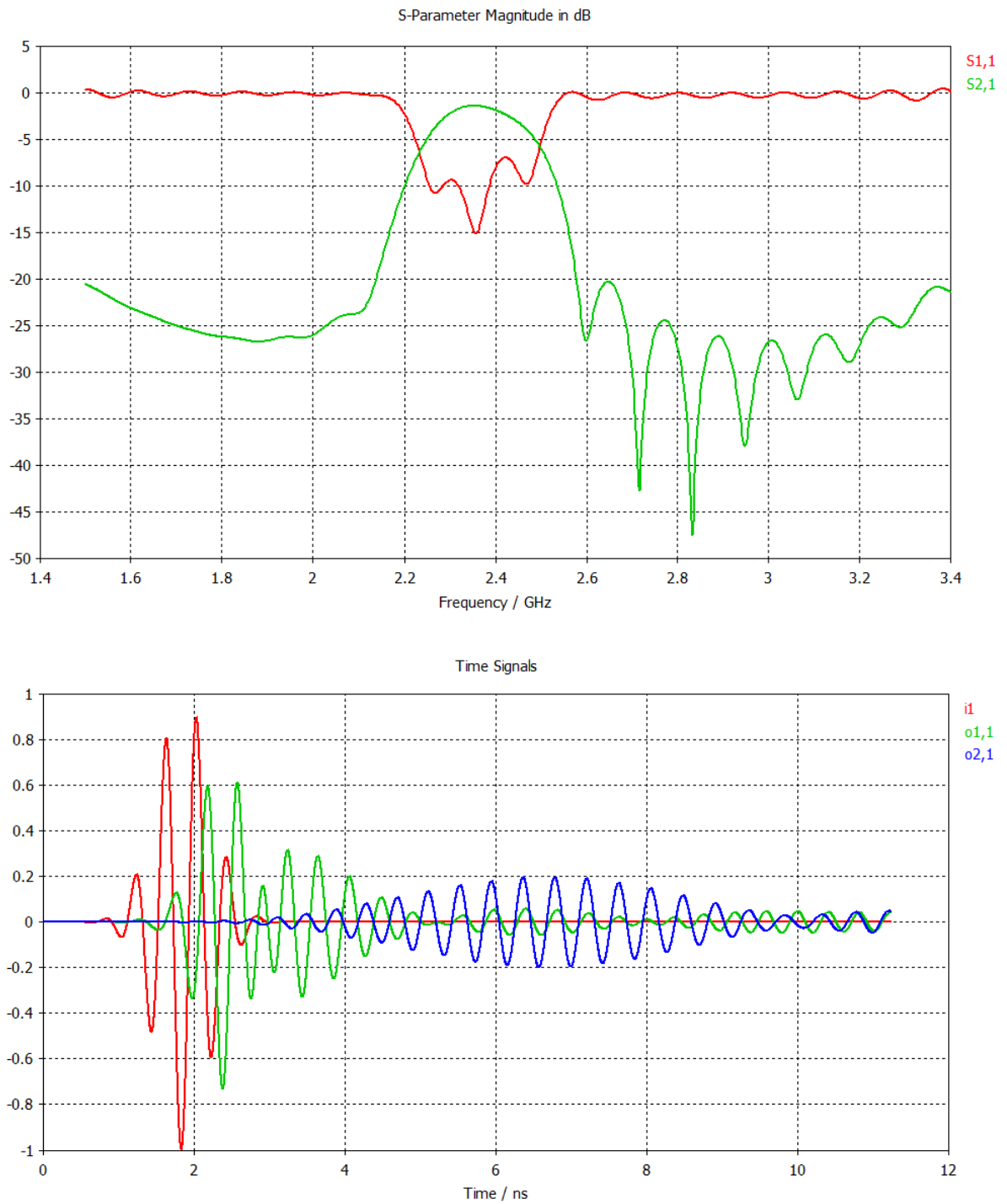


Figura 2.13: Simulaciones de la línea MIW de 2.45 GHz, quinto prototipo.

2.3 Diseño de una línea MIW en 2.45 GHz

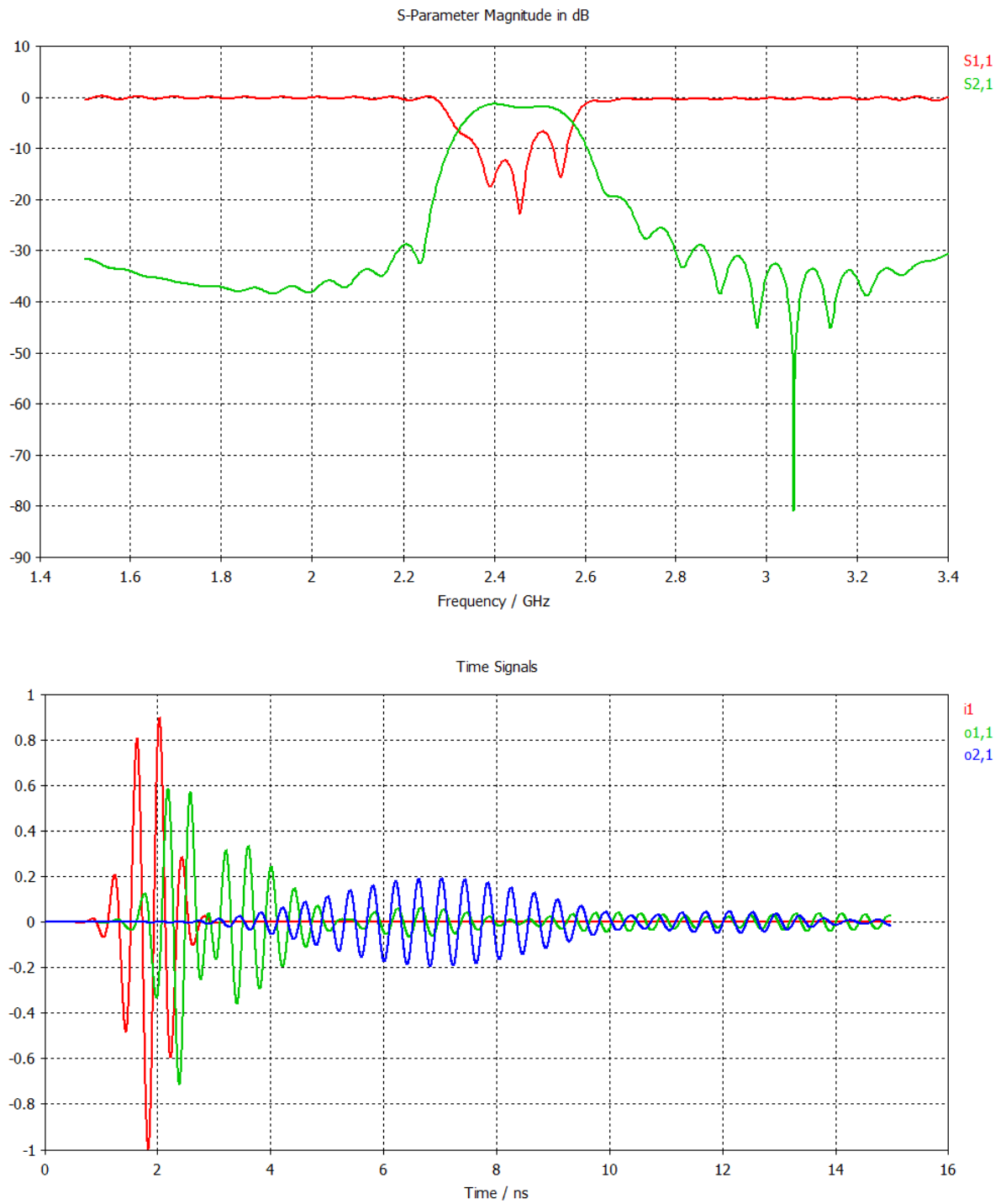


Figura 2.14: Simulaciones de la línea MIW de 2.45 GHz, prototipo definitivo.

2.3 Diseño de una línea MIW en 2.45 GHz

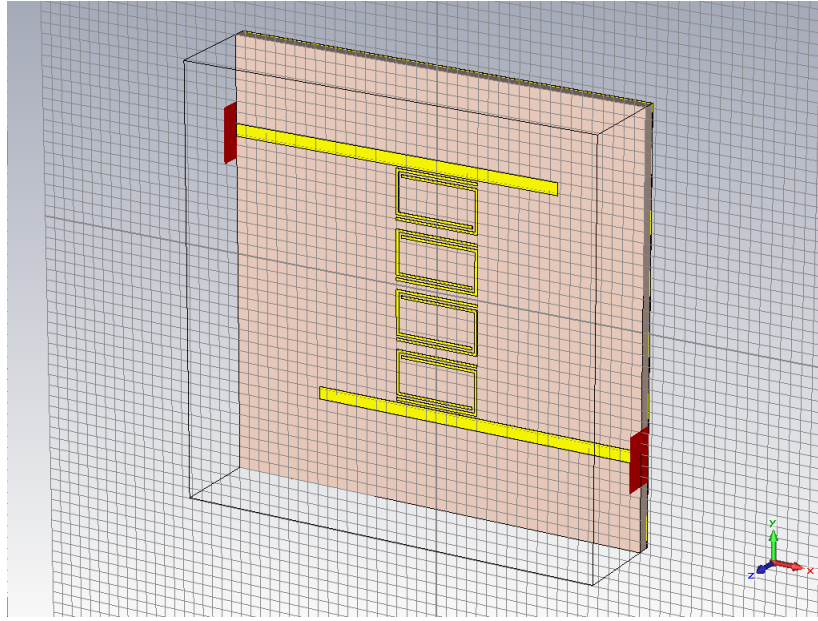


Figura 2.15: Cara superior del circuito definitivo diseñado para 2.45 GHz.

Este diseño de línea MIW es el definitivo para el sensor en la banda ISM de 2,45 GHz, debido a que cumple con los requisitos predefinidos. En Fig. 2.15 se muestra la cara superior del circuito microstrip con la línea MIW. En la tabla 2.2, se muestran los resultados de todos los diseños realizados para compararlos, justificando así el elegido como definitivo (el diseño 6 de la tabla). A continuación comenzaremos con el diseño de la línea MIW a 915 MHz.

Diseño	SSRR	Fórmulas			Simulación		
		f_0 (GHz)	BW (MHz)	τ (ns)	f_0 (GHz)	BW (MHz)	τ (ns)
1	6	2.25	171	22.3	2	170	18
2	6	2.42	225	16.9	2.3	225	14
3	8	2.48	268	19.1	2.4	-	15
4	6	2.46	255	15	2.4	-	6
5	4	2.45	190	13.2	2.35	190	10
6	4	2.56	196	13	2.45	200	10

Tabla 2.2: Tabla resumen con los resultados de los diseños de línea MIW en 2.45 GHz. El retardo τ es el total, es decir, con la línea MIW en reflexión. El ancho de banda BW es a -10 dB.

2.4. Diseño de una línea MIW en 915 MHz

A continuación vamos a diseñar la línea en la banda ISM de 915 MHz (estandarizada en la región 2 definida por la ITU), cuyo ancho de banda regulado es de 26 MHz (902 – 928 MHz) [3]. Esta línea va a formar parte del sensor que se pretende fabricar y medir en el laboratorio. Por ello es necesario establecer un límite en los tamaños mínimos de fabricación dentro de nuestras posibilidades. El límite es de 0,2 mm para la longitud física mínima de cualquier dimensión, es decir, que los brazos de los anillos y los huecos pequeños no pueden tener una anchura inferior a ese valor. Un inconveniente para esta frecuencia de diseño es que al ser menor, permitirá diseños más grandes que para 2,45 GHz, lo que no es óptimo desde el punto de vista comercial, pero el resultado es totalmente viable comercialmente y operativo.

A la hora de medir en el laboratorio, el generador de pulsos sólo produce señales cuadradas cuya anchura mínima es de 120 ns, por lo que será necesario conseguir una línea MIW que produzca al menos 60 ns en reflexión para que, aunque se produzca solapamiento del pulso de referencia con el que porta la información, se pueda distinguir la mitad de cada pulso en el detector. Ya que los pulsos del laboratorio tienen estas características, es necesario calcular su ancho de banda para poder diseñar en la línea una banda de paso suficiente para su correcto funcionamiento, y comprobar que es acorde a las especificaciones reguladas para la banda ISM de diseño.

Se puede saber mediante cualquier tabla de transformadas de Fourier, que la correspondiente al pulso cuadrado es una función *sinc*, y por consiguiente un pulso modulado a 915 MHz, trasladará la *sinc* a dicha frecuencia central. Esto significa que el pulso cuadrado tiene ancho de banda infinito, por lo que tendremos que considerar únicamente el lóbulo principal de su espectro para la obtención del ancho de banda necesario. Para un pulso cuadrado sin modular de anchura T , su transformada de Fourier viene dada por la siguiente expresión

$$2 \frac{\sin\left(\omega \frac{T}{2}\right)}{\omega} \quad (2.11)$$

2.4 Diseño de una línea MIW en 915 MHz

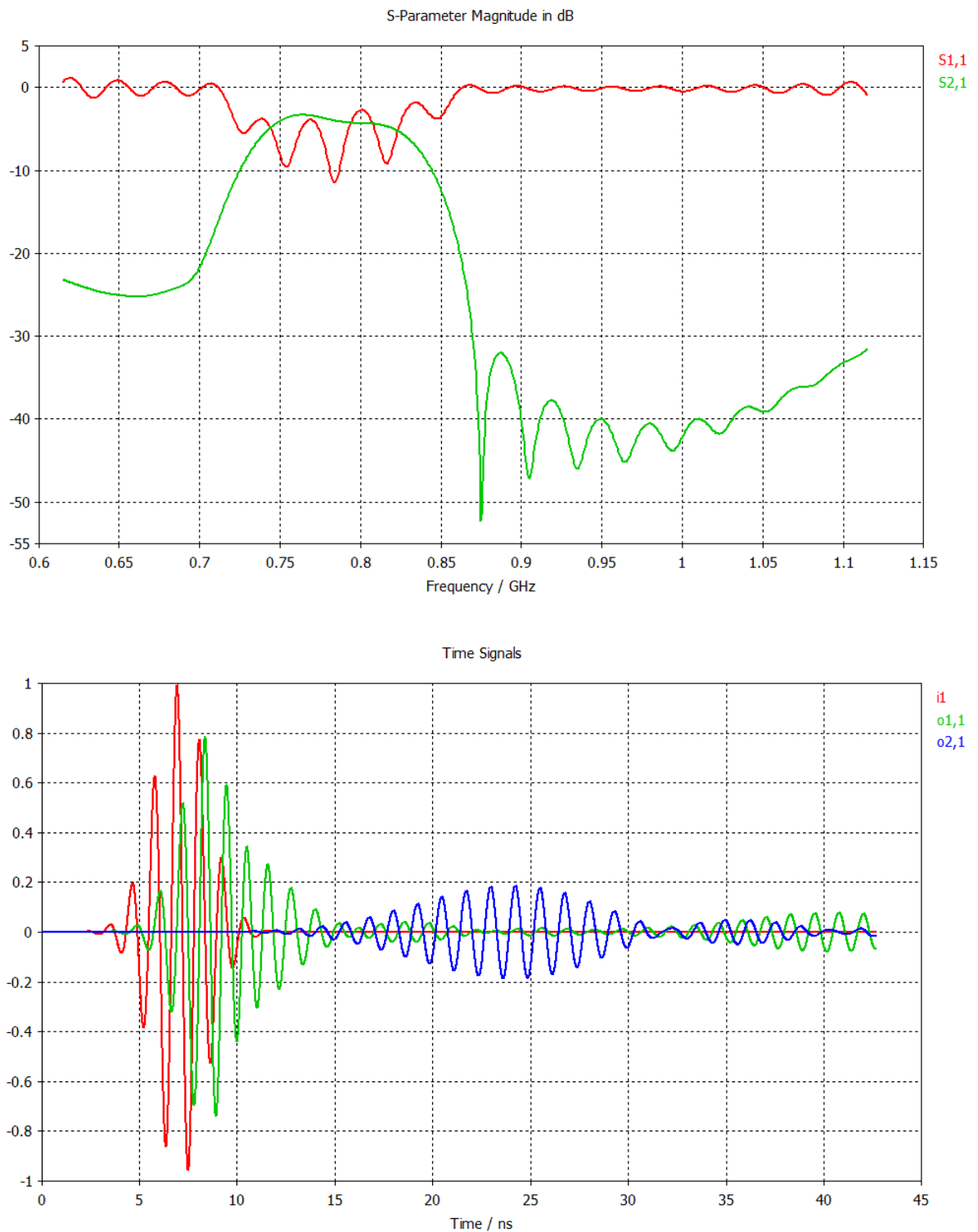


Figura 2.16: Simulaciones de la línea MIW de 915 MHz, primer prototipo.

2.4 Diseño de una línea MIW en 915 MHz

Por lo que si queremos obtener la anchura del lóbulo principal, debemos calcular los primeros nulos de la función, teniendo en cuenta que tiene un máximo producido por una indeterminación en $f = 0$. Se hace de la siguiente manera

$$\begin{aligned}\sin\left(\omega\frac{T}{2}\right) &= 0 \\ 2\pi f\frac{T}{2} &= \pi \\ f &= \frac{1}{T}\end{aligned}\tag{2.12}$$

Debido al máximo de la indeterminación, la anchura del lóbulo principal es

$$BW = 2\frac{1}{T}\tag{2.13}$$

donde T es el ancho del pulso en el dominio temporal y BW es el ancho de banda.

Sustituyendo en T los 120 ns, obtenemos un ancho de banda requerido para la línea MIW de $BW = 16,67$ MHz, el cual es un poco menor que el especificado por la regulación, por lo que dicho pulso es viable para transmisión inalámbrica en este sistema. El ancho de banda que se diseñará para la línea será un poco mayor, para que tenga margen para funcionar en todo el ancho de banda destinado para 915 MHz, además así se podría reducir incluso el ancho de pulso debido a que es inversamente proporcional al ancho del lóbulo principal en frecuencia, como se ha podido comprobar en la fórmula 2.13.

Una vez establecidas las especificaciones, vamos a comenzar con el diseño. Durante toda esta fase vamos a considerar todas las pérdidas desde el principio, es decir, que vamos a añadir al circuito un plano de masa y todas las metalizaciones serán de cobre en la simulación. Comenzaremos con un ancho de banda de simulación desde 615 MHz hasta 1,11 GHz. Se ha empezado con la premisa de que al utilizar un substrato de permitividad eléctrica inferior será más fácil conseguir un diseño en una frecuencia menor que con 2,45 GHz. Se realizaron varias pruebas con substratos con $\varepsilon_r = 6$, y aunque

2.4 Diseño de una línea MIW en 915 MHz

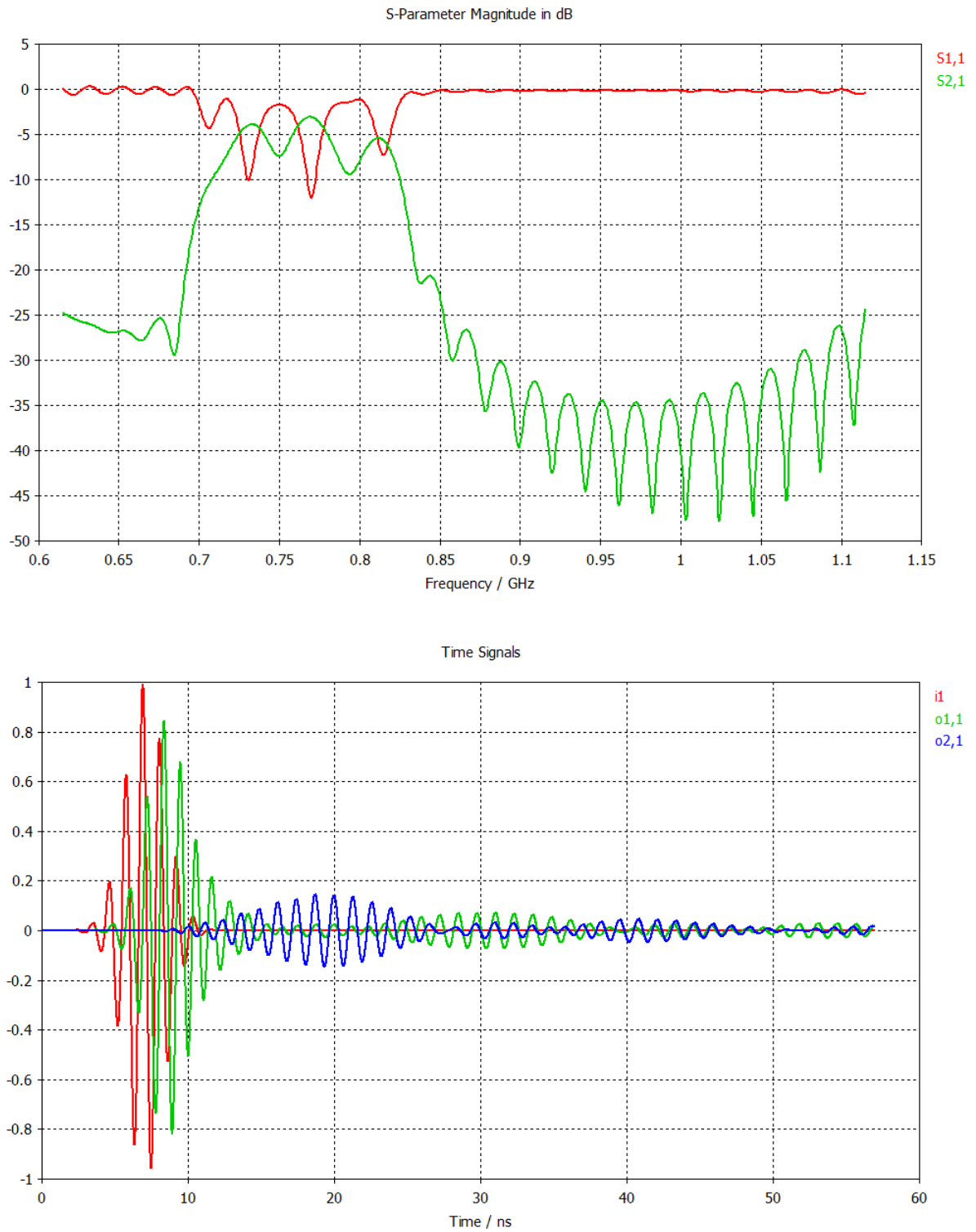


Figura 2.17: Simulaciones de la línea MIW de 915 MHz, segundo prototipo.

2.4 Diseño de una línea MIW en 915 MHz

se generaban buenos resultados de parámetros S, el retardo que se podía obtener era muy pequeño. Aun así, como consecuencia de estas pruebas, se ha concluido que para esta frecuencia de funcionamiento se produce un pequeño escalado en frecuencia que hay que tener en cuenta respecto a la frecuencia central que se obtiene en MATLAB. Como resultado se obtiene que por medio de las fórmulas aproximadas se debe conseguir una $f_0 = 790$ MHz, por lo que partiremos de esta suposición.

Vamos a comenzar utilizando un sustrato con $\varepsilon = 10,2$ como en la línea de 2,45 GHz, y el espesor del sustrato será de $h = 1,27$ mm. Las líneas de acceso del circuito con la línea MIW son de 50Ω . Hemos elegido $\omega = s = 0,25$ mm para evitar acercarnos demasiado al límite de fabricación. Mantenemos la suposición del diseño anterior de que la separación entre h_1 y a no debe ser muy grande para evitar desadaptaciones. Se han utilizado 6 SSRR. El parámetro más complicado de obtener con buenos resultados es el retardo. Por ello, será el principal objetivo para finalmente ajustar bien la frecuencia de funcionamiento.

Esta primera prueba tiene como dimensiones $d_1 = 23$ mm, $h_1 = 10,9$ mm y $a = 11,6$ mm además de las ya descritas. Mediante las fórmulas aproximadas hemos obtenido $\tau = 60,2$ ns, $f_0 = 790$ MHz y $BW = 63$ MHz. Comparando con los resultados de las simulaciones de Fig. 2.16, la frecuencia central está desplazada a 785 MHz. Esto puede ser debido al cambio de sustrato respecto a la primera premisa, y porque h_1 es significativo con las dimensiones utilizadas, por lo que como en las fórmulas aproximadas no se tiene en cuenta esta dimensión para el cálculo de la inductancia, en este caso podría haberse dado un incremento de L , traducándose en una disminución en f_0 . Hemos considerado -5 dB como criterio para el ancho de banda, y este es de 80 MHz. Las pérdidas no son excesivas, pero no está muy bien adaptado el circuito. El retardo difiere mucho de lo esperado, consiguiendo en la simulación un retardo de grupo total $\tau = 2 * 16 \text{ ns} = 32 \text{ ns}$, por lo que tenemos que seguir probando. Se obtiene una impedancia $45,68\Omega$.

En una segunda prueba hemos reducido el tamaño de d_1 y aumentado h_1 y a , ya que de esta manera se consigue mayor retardo con menor cantidad de SSRR, se han utilizado 4 SSRR esta vez. El objetivo es ver si el retardo mejora sin estropear los parámetros S. Las dimensiones que han variado son $d_1 = 22,2$ mm, $h_1 = 15,9$ mm y $a = 16,45$

2.4 Diseño de una línea MIW en 915 MHz

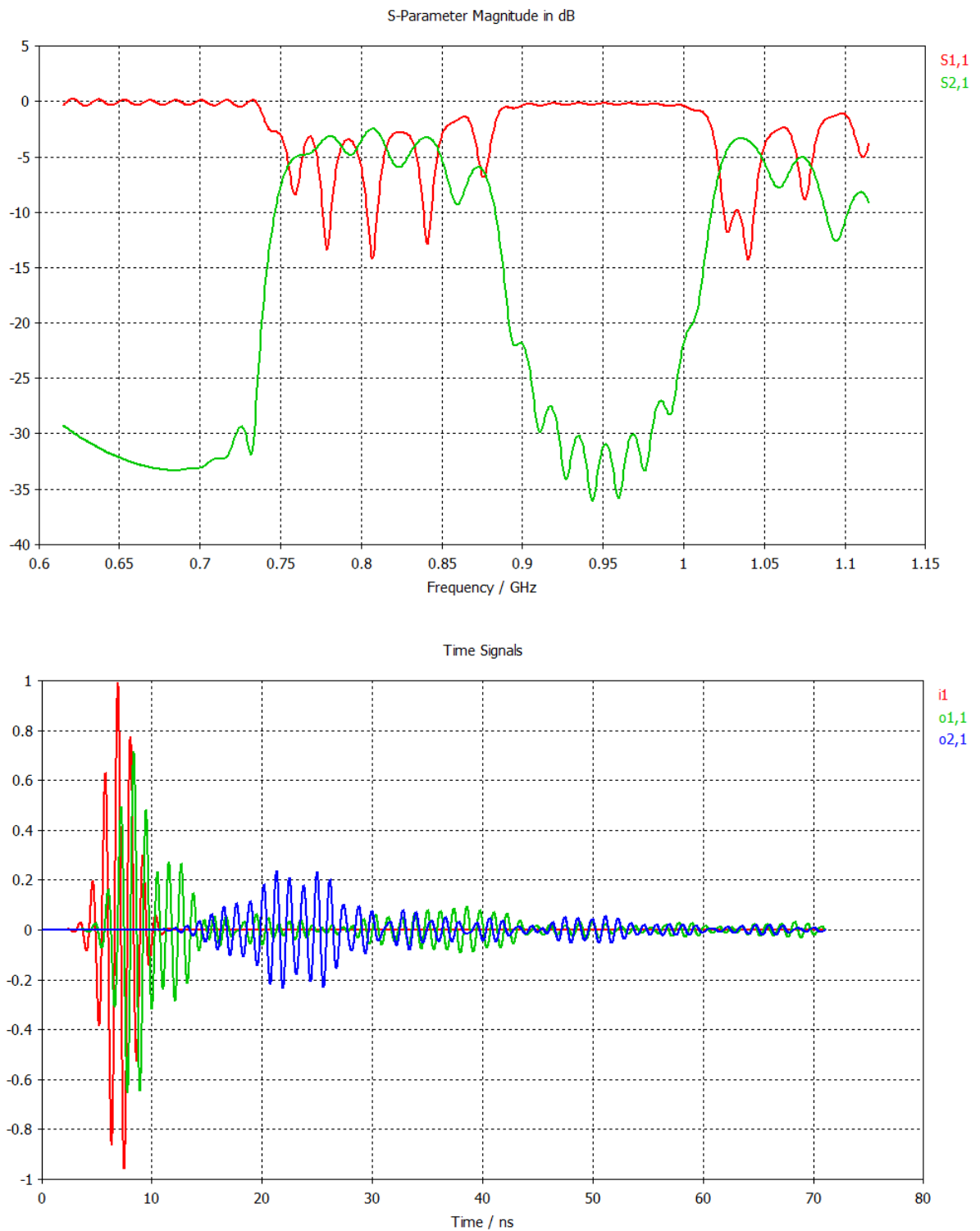


Figura 2.18: Simulaciones de la línea MIW de 915 MHz, tercer prototipo.

2.4 Diseño de una línea MIW en 915 MHz

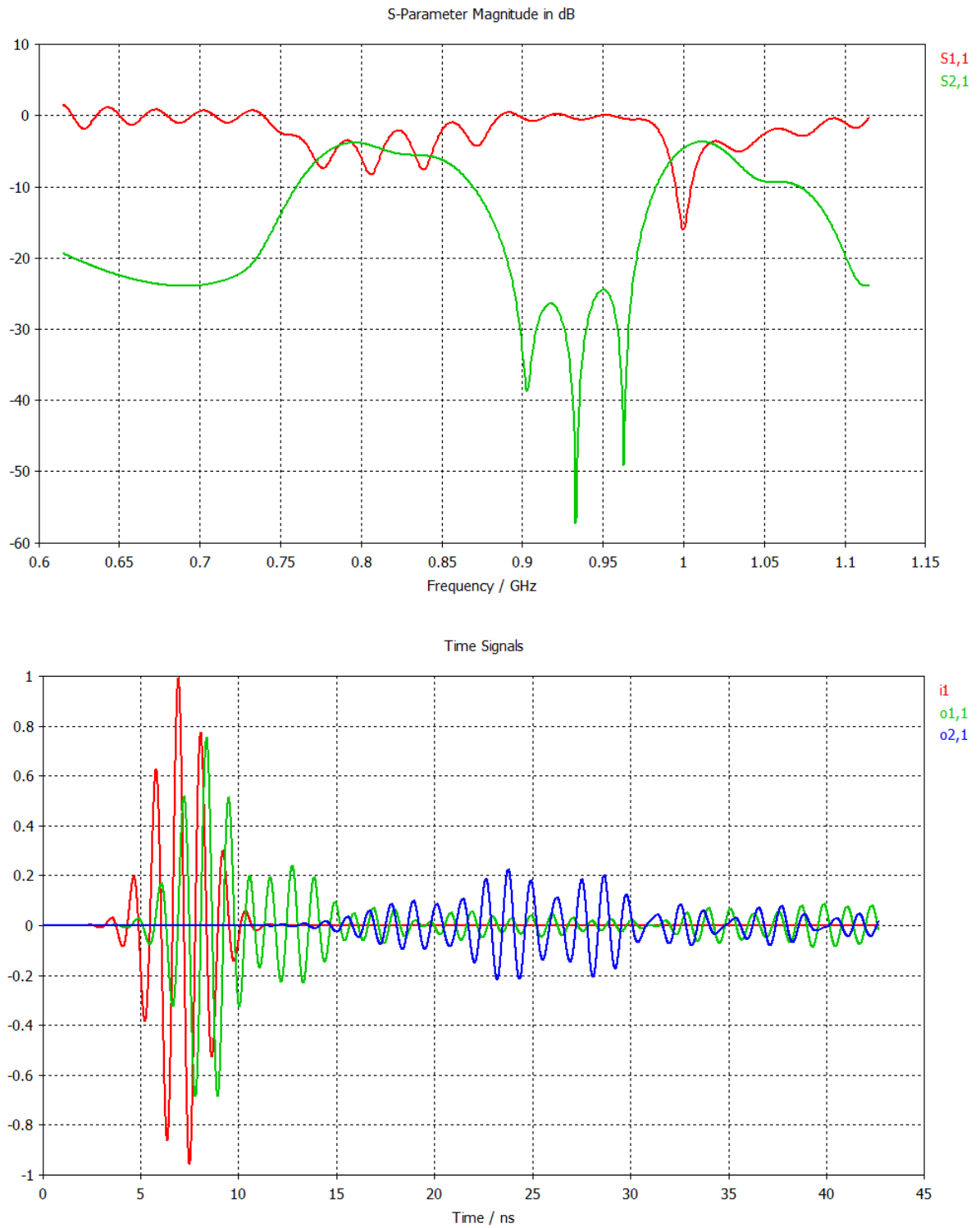


Figura 2.19: Simulaciones de la línea MIW de 915 MHz, cuarto prototipo.

2.4 Diseño de una línea MIW en 915 MHz

mm. Con las fórmulas aproximadas se obtiene $\tau = 58,7$ ns, $f_0 = 789$ MHz y $BW = 43$ MHz. Observando los resultados de las simulaciones de Fig. 2.17, nos fijamos en que la frecuencia central es $f_0 = 763$ MHz. El circuito está muy desadaptado, por lo que no consideramos ancho de banda. Los parámetros S tienen un rizado mucho mayor que en el diseño anterior y unas pérdidas similares. Esta desadaptación y desplazamiento en frecuencia pueden ser debidas a la hipótesis de que h_1 comienza a ser una dimensión significativa, y por ello en este segundo diseño existe una desadaptación mayor porque hemos aumentado dicho parámetro y disminuido d_1 . La impedancia calculada por CST es de $45,67 \Omega$. En la simulación se obtiene un retardo de grupo total $\tau = 2 * 11 \text{ ns} = 22 \text{ ns}$, por lo que vamos a probar otras variaciones para incrementarlo.

En otro diseño vamos a probar los efectos de aumentar mucho la dimensión s , y mediante d_1 , h_1 y a ajustar la frecuencia central y el retardo. Volvemos a utilizar 6 SSRR para conseguir un buen retardo. Las nuevas dimensiones son $\omega = 0,25$ mm, $s = 0,7$ mm, $d_1 = 26,9$ mm, $h_1 = 12,5$ mm y $a = 13,2$ mm. Los resultados de las fórmulas aproximadas son $\tau = 60,3$ ns, $f_0 = 789$ MHz y $BW = 63$ MHz. En las simulaciones que se pueden ver en Fig. 2.18, se observa un desplazamiento de la frecuencia central respecto de las aproximaciones hacia 800 MHz, pero no difiere tanto como en los diseños anteriores, debido a que hemos reducido la longitud de h_1 respecto a d_1 . Con respecto al ancho de banda a -5 dB se obtienen 90 MHz, pero el circuito no está del todo adaptado y tiene rizado en los parámetros S, además de que aparece un comportamiento de doble banda a frecuencias mayores. Las pérdidas no han mejorado, y el retardo simulado sigue sin ajustarse al de las fórmulas, siendo $\tau = 2 * 15,5 \text{ ns} = 31 \text{ ns}$. La impedancia de referencia simulada es $45,65 \Omega$.

Vamos a diseñar otra línea en la que vamos a probar los efectos de aumentar ω y s , y mantenemos el uso de 6 SSRR. Las dimensiones son $\omega = 0,75$ mm, $s = 0,75$ mm, $d_1 = 26,4$ mm, $h_1 = 15,8$ mm y $a = 16,5$ mm. Ha sido necesario aumentar la longitud h_1 , de lo que se deduce que los resultados estarán un poco desadaptados. Los resultados de las fórmulas aproximadas son $\tau = 60,1$ ns, $f_0 = 791$ MHz y $BW = 63$ MHz. Los resultados mostrados en Fig. 2.19, confirman la suposición de la desadaptación y el desplazamiento en frecuencia a 812 MHz. No podemos considerar ancho de banda y las pérdidas son similares a las de los anteriores prototipos. Respecto al retardo de grupo

2.4 Diseño de una línea MIW en 915 MHz

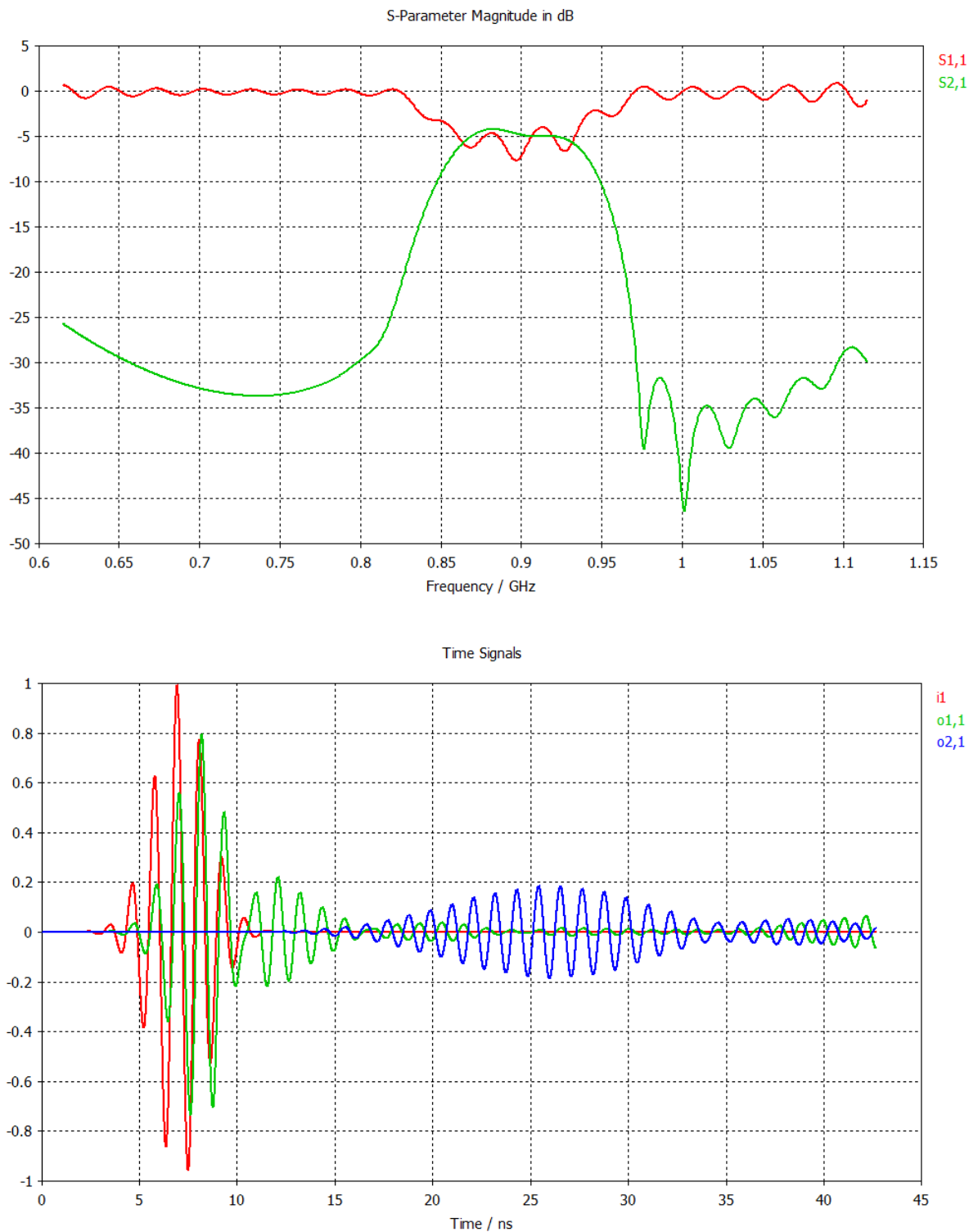


Figura 2.20: Simulaciones de la línea MIW de 915 MHz, quinto prototipo.

2.4 Diseño de una línea MIW en 915 MHz

se obtiene un poco más que en los otros diseños, pero nada significativo, y además no se acerca a las aproximaciones, este es $\tau = 2 * 18 ns = 36 ns$. La impedancia simulada es $45,65 \Omega$.

Es necesario un cambio más importante en el diseño para obtener resultados mejores, por lo que hemos decidido sustituir el sustrato por uno con $\varepsilon_r = 2,2$, lo que fija el espesor a $h = 0,787$ mm según los disponibles para fabricar. Esto ofrece otras posibilidades mejores respecto a la relación entre d_1 y h_1 , por lo que se espera una mejor adaptación y un desplazamiento de la frecuencia central mucho menor. Se siguen utilizando 6 SSRR y las dimensiones son $\omega = 0,25$ mm, $s = 0,5$ mm, $d_1 = 45,4$ mm, $h_1 = 19$ mm y $a = 19,7$ mm. Con las fórmulas se obtiene $\tau = 59,9$ ns, $f_0 = 789$ MHz y $BW = 64$ MHz. Los resultados se pueden ver en Fig. 2.20, y son bastante más aceptables que los de los diseños anteriores. Está centrado en 890 MHz y el ancho de banda a -5 dB es de unos 70 MHz, aunque no está perfectamente adaptado. Las pérdidas no han disminuido mucho, por lo que parece que no será una característica muy mejorable en este diseño para tanto retardo. El retardo simulado se mantiene en $\tau = 2 * 18 ns = 36 ns$ y la impedancia simulada es $45,69 \Omega$.

Vamos a continuar con este nuevo sustrato ya que ha dado resultados mejores. A partir de ahora el ancho de banda de simulación es de 800 MHz hasta 1 GHz, ya que el diseño está mejor centrado. Vamos a probar a aumentar s y w con este sustrato para ver los efectos sobre el retardo, ya que según la tabla 2.1 al aumentar dichos parámetros aumenta mucho la frecuencia central, por lo que tendremos que reducirla aumentando d_1 y h_1 , y como consecuencia el retardo aumentará bastante. Se mantiene h_1 bastante menor que d_1 para evitar los problemas anteriores, y se siguen utilizando 6 SSRR. Las dimensiones son $\omega = 0,75$ mm, $s = 2$ mm, $d_1 = 54,8$ mm, $h_1 = 28,4$ mm y $a = 29,1$ mm. Mediante las fórmulas aproximadas se obtiene $\tau = 60,1$ ns, $f_0 = 791$ MHz y $BW = 63$ MHz. Los resultados obtenidos en Fig. 2.21 son muy significativos respecto al retardo, ya que se obtiene $\tau = 2 * 40 ns = 80 ns$. La impedancia es $45,68 \Omega$ y respecto a los parámetros S, no están bien ajustados en frecuencia, hay rizado, desadaptación y pérdidas, y no se puede hablar de ancho de banda en estas condiciones, por lo que vamos a realizar un último escalado de la frecuencia central para ver si los resultados son buenos.

2.4 Diseño de una línea MIW en 915 MHz

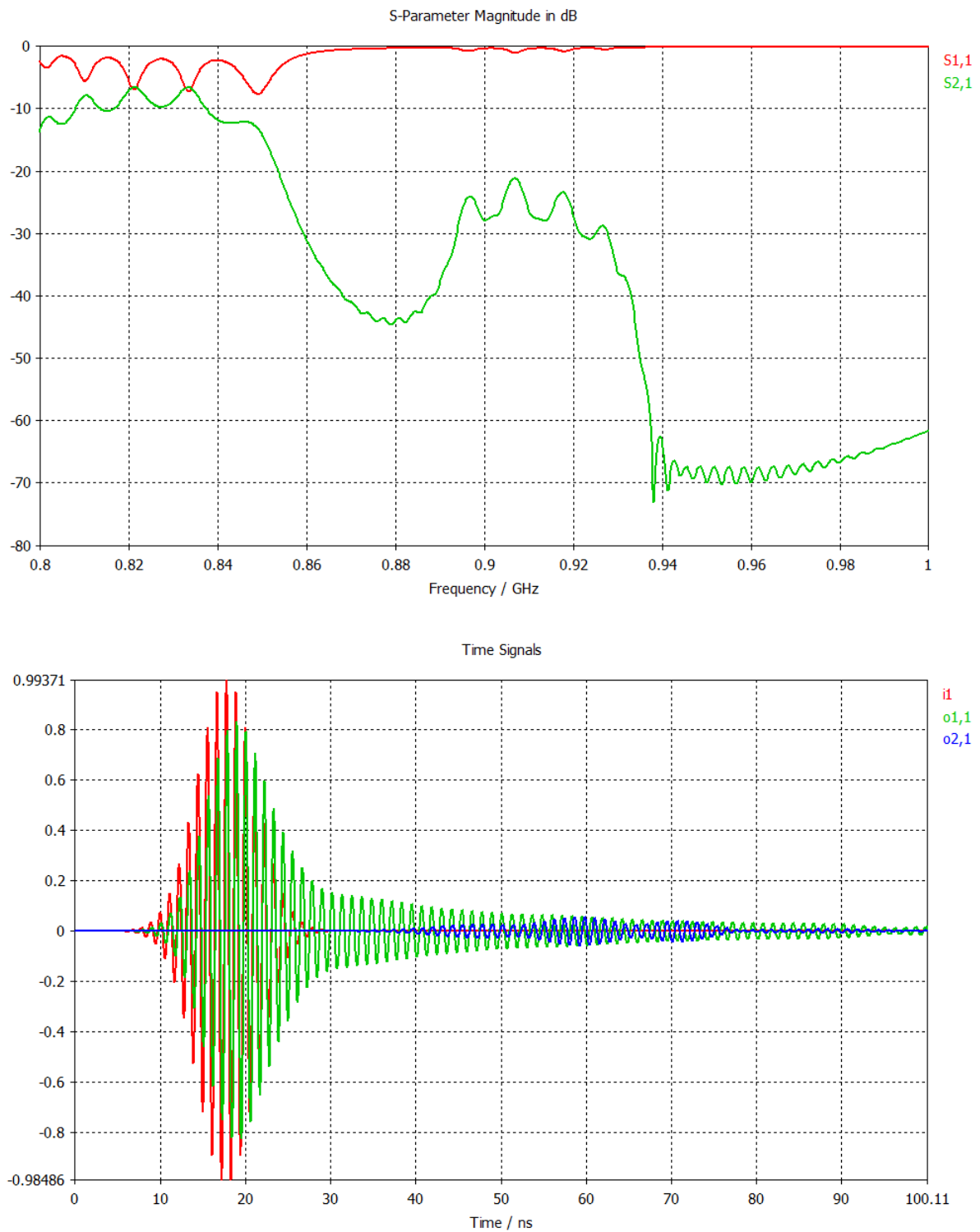


Figura 2.21: Simulaciones de la línea MIW de 915 MHz, sexto prototipo.

2.4 Diseño de una línea MIW en 915 MHz

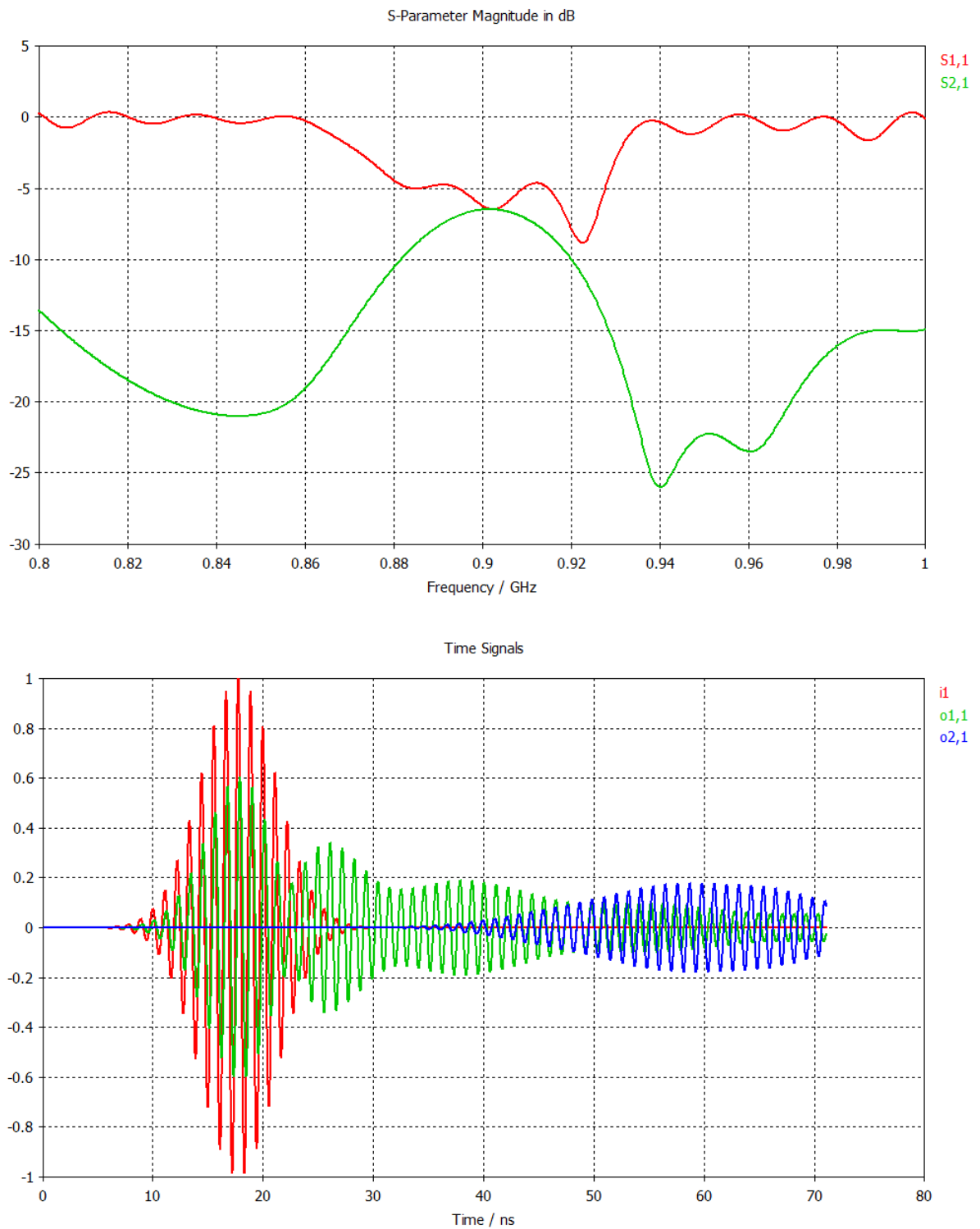


Figura 2.22: Simulaciones de la línea MIW de 915 MHz, prototipo definitivo.

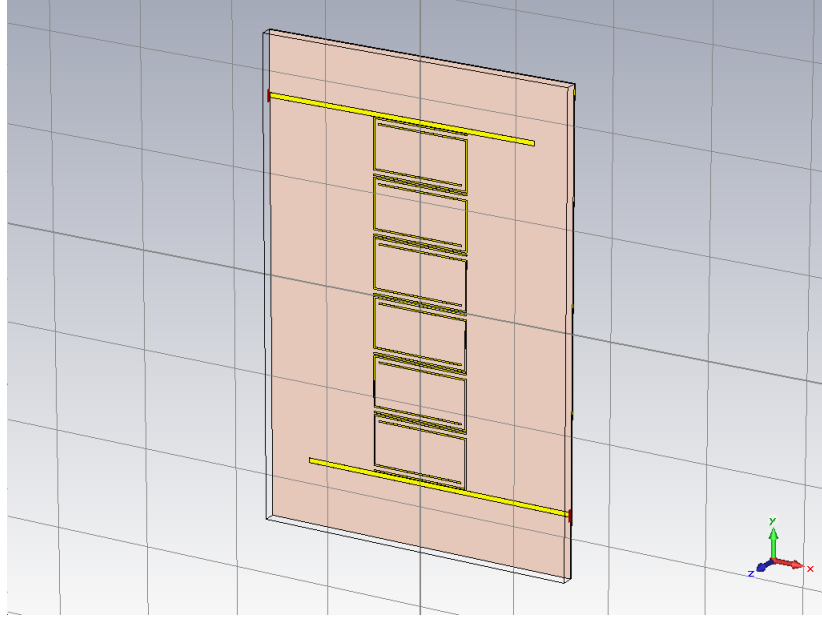


Figura 2.23: *Cara superior del circuito definitivo diseñado para 915 MHz.*

El nuevo escalado considera una frecuencia de 880 MHz para las fórmulas aproximadas. Para ajustar dicha frecuencia, únicamente hemos cambiado la longitud d_1 . Siguen siendo 6 SSRR y d_1 cambia a 49,4 mm. Con las fórmulas se obtiene $\tau = 58,6$ ns, $f_0 = 880$ MHz y $BW = 65$ MHz. La impedancia es $45,68 \Omega$, y en Fig. 2.22 podemos observar que el retardo de grupo total sigue siendo el mismo $\tau = 80$ ns, y que los parámetros S han mejorado considerablemente. Está centrado en la frecuencia objetivo (915 MHz), la adaptación es aceptable, el ancho de banda a -5 dB es de 45 MHz y tiene pérdidas similares al resto de diseños.

No se han podido mejorar más las características, porque es necesario un compromiso entre retardo, adaptación, pérdidas y tamaño. Se ha comprobado que para obtener retardos del orden de 80 ns a 915 MHz, es difícil de adaptar el circuito y reducir las pérdidas. Esto es debido a que los brazos laterales de los SSRR (h_1) han comenzado a ser significativos respecto a d_1 . Por consiguiente, la separación a entre los SSRR debe ser alta en relación al tamaño de los mismos (disminuyendo el acoplo de potencia y aumentando la dispersión). Para mejorar esto, se ha utilizado un sustrato con ϵ_r menor (2,2), aunque de esta manera se obtienen dimensiones mayores para la línea MIW.

2.4 Diseño de una línea MIW en 915 MHz

Diseño	SSRR	Fórmulas			Simulación		
		f_0 (MHz)	BW (MHz)	τ (ns)	f_0 (MHz)	BW (MHz)	τ (ns)
1	6	790	63	60.2	785	80	32
2	4	789	43	58.7	763	-	22
3	6	789	63	60.3	800	90	31
4	6	791	63	60.1	812	-	36
5	6	789	64	59.9	890	70	36
6	6	791	63	60.1	-	-	80
7	6	880	65	58.6	915	45	80

Tabla 2.3: *Tabla resumen con los resultados de los diseños de línea MIW en 915 MHz. El retardo τ es el total, es decir, con la línea MIW en reflexión. El ancho de banda BW es a -5 dB.*

El resultado es un buen diseño dentro de lo especificado, ya que permite el funcionamiento del sensor en la banda ISM de 915 MHz, respeta los tamaños mínimos de fabricación, y genera un retardo total de 80 ns, siendo mayor que el especificado (60 ns). Por lo tanto este es el diseño definitivo de la línea MIW de 915 MHz, y en Fig. 2.23 se puede ver la parte superior del circuito microstrip. En la tabla 2.3, se muestran los resultados de todos los diseños realizados para compararlos, justificando así el elegido como definitivo (el diseño 7 de la tabla). Como se puede observar, hasta que no se ha obtenido el retardo requerido, no se han ajustado los demás parámetros. A continuación se realizará el diseño de los sensores.

Capítulo 3

Diseño de los Sensores y del Detector

El montaje de medida propuesto para el sistema se muestra en Fig. 3.1, donde se aprecia que un circulador (elemento con la flecha que indica un giro) separa los pulsos transmitidos por el generador de la respuesta del tag. El funcionamiento es el siguiente, se genera un pulso gaussiano o cuadrado modulado a f_0 el cual es dirigido por el circulador hacia el tag. Una vez generados dos pulsos en el tag, se envían al circulador para ser dirigidos al detector de envolvente, el cual los demodulará para extraer su amplitud. Del primer pulso se obtendrá una amplitud de referencia (no depende de la temperatura), para estimar las pérdidas del canal en el instante de la medida. Del segundo pulso también se obtendrá el valor de amplitud, el cual depende de la temperatura.

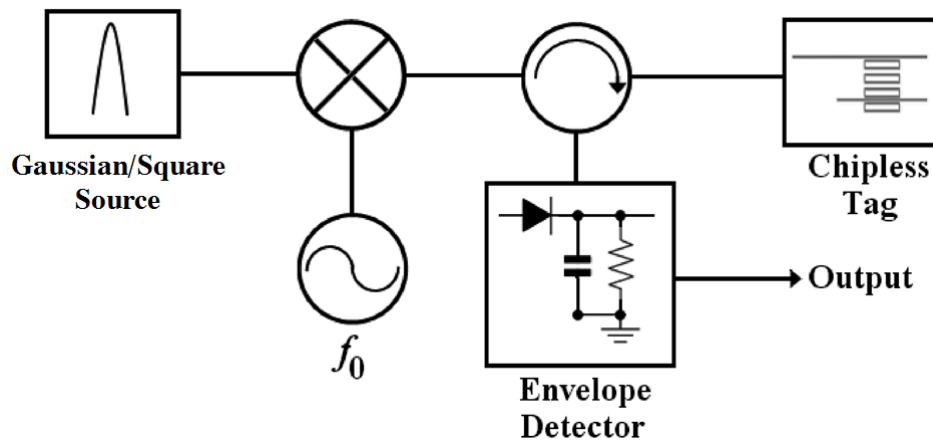


Figura 3.1: Montaje de medida propuesto. Extraída de [2] y modificada.

3.1 Demostración de la funcionalidad

En primer lugar, vamos a comprobar que las líneas diseñadas tienen la capacidad de funcionar con las especificaciones necesarias para realizar un sensor. Vamos a proceder a incorporar reflectores de varias longitudes en tecnología microstrip, para observar su funcionamiento e interacción con líneas MIW. Los reflectores de longitud $\frac{\lambda}{2}$ serán capaces de reflejar, teóricamente, toda la potencia incidente sobre ellos. Un reflector de este tipo consiste en una tira microstrip dispuesta de forma transversal al eje de las líneas MIW, es decir, paralela a la línea de transmisión que acopla potencia desde el puerto a la línea de SSRR. Para demostrar la viabilidad como sensores, al incluir el reflector en las líneas, deben ser capaces de separar los pulsos de referencia de los que sensan la temperatura. Hay que tener en cuenta que la anchura de los pulsos, tanto gaussianos como cuadrados, dependerá del ancho de banda que tengan, lo que estará sujeto a las condiciones impuestas por la regulación.

3.1. Demostración de la funcionalidad

En el caso del sensor en 2,45 GHz, se ha colocado un reflector entre las dos partículas SSRR centrales, para así observar que los pulsos reflejados en el primer puerto tienen un retardo de 5 ns, como comentamos en la sección 2.3. Además, este reflector es de longitud $3\frac{\lambda}{8}$, ya que como se observa en [2] para esta longitud el reflector no refleja toda la potencia, sino que distribuye aproximadamente a partes iguales la potencia reflejada y la transmitida, es decir, la que lo atraviesa. Por ello, también debería aparecer un pulso transmitido en el segundo puerto, el cual ha recorrido la misma distancia que el reflejado ya que el reflector está a mitad de camino, por lo que el retardo es el mismo, 5 ns.

En Fig. 3.2 se muestran los resultados simulados de este experimento para un BW de simulación desde 2,32 hasta 2,58 GHz, lo que constituye aproximadamente la banda de paso del circuito. Se utiliza este ancho de banda como un primer paso, más adelante se utilizará en las simulaciones el correspondiente a la banda ISM. Los resultados confirman el correcto funcionamiento, ya que se observa el pulso de referencia en 13 ns y tanto el pulso reflejado como el transmitido al otro puerto en 18 ns, lo que confirma el retardo estimado de 5 ns. Con estos resultados damos por válida la línea diseñada a 2,45 GHz para el siguiente paso.

3.1 Demostración de la funcionalidad

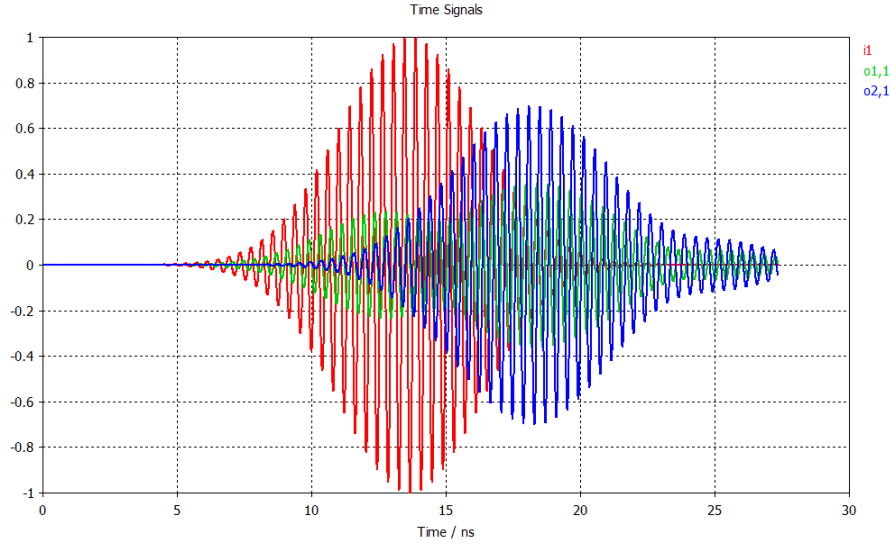


Figura 3.2: Pulsos simulados al introducir un reflector de longitud $3\frac{\lambda}{8}$ entre las dos partículas SSRR centrales de la línea de 2.45 GHz.

En el caso del sensor en 915 MHz, el reflector esta vez se ha colocado al final de la línea MIW eliminando el segundo puerto, para probar así las características en reflexión del circuito mediante otro tipo de experimento. Además del pulso de referencia (provocado por la reflexión de potencia al pasar del modo microstrip al modo MIW), solo se produce un pulso reflejado al final de la línea, que se puede utilizar para introducir información de medida. Este pulso deberá estar retrasado alrededor de 80 ns, debido a que al tener un reflector al final y no en la mitad, se dispondrá del retardo total como se comenta en la sección 2.4. El reflector es de longitud $\frac{\lambda}{2}$, debido a que interesa reflejar toda la potencia.

Como para este sensor vamos a utilizar pulsos cuadrados de 120 ns, hemos importado desde MATLAB una señal cuadrada de esa duración modulada por un *coseno* a la frecuencia central, es decir, a 915 MHz. El ancho de banda de simulación es el calculado en la sección 2.4 mediante la fórmula 2.13 para el lóbulo principal de una función *sinc*. Este es de 16,67 MHz centrado en 915 MHz, es decir, desde 906,6 hasta 923,3 MHz. En Fig. 3.3, se observa que la respuesta simulada del pulso cuadrado está deformada, posiblemente debido a que la línea MIW es dispersiva, o a que la banda de paso solo admite el lóbulo principal del espectro frecuencial del pulso cuadrado.

3.1 Demostración de la funcionalidad

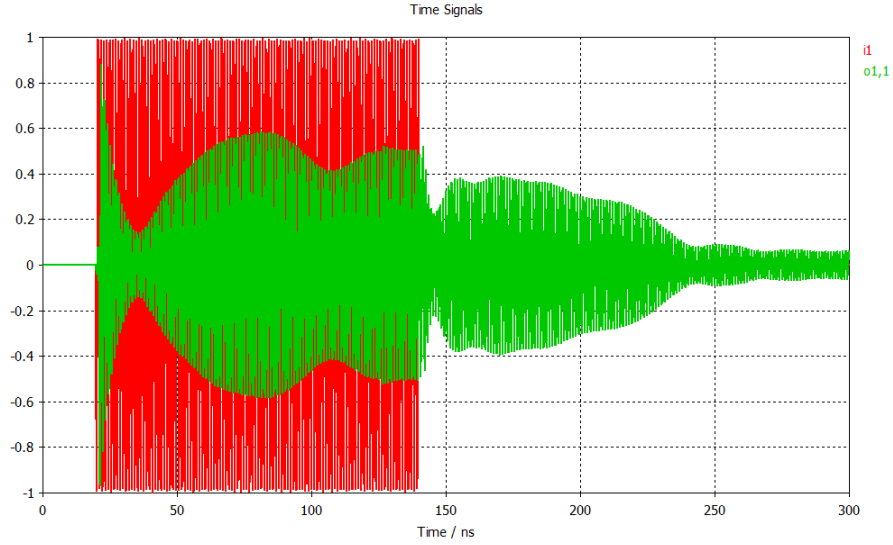


Figura 3.3: Pulsos cuadrados simulados al introducir un reflector de longitud $\frac{\lambda}{2}$ al final de la línea de 915 MHz.

A pesar de ello, se puede distinguir un primer pulso reflejado sin retardo centrado en unos 80 ns, y en 160 ns se podría situar el centro del segundo pulso aunque deformado, obteniendo los 80 ns de retardo previstos. Para observar mejor que realmente se producen dos pulsos separados 80 ns, en Fig. 3.4 hemos realizado el mismo experimento pero en lugar de utilizar pulsos cuadrados, esta vez son gaussianos para tener un resultado más visual. La primera reflexión está en 95 ns, y la segunda en 175 ns, obteniendo el resultado esperado de 80 ns de retardo total. Por ello, damos por válida la línea para pasar a comprobar la dependencia de la amplitud con la temperatura.

Los demás pulsos son producidos por múltiples reflexiones de ida y vuelta en la línea MIW, por la potencia que no se ha podido acoplar a la vuelta de la reflexión, entre el modo MIW y el microstrip. Están muy atenuados debido a las pérdidas producidas por recorrer tantas veces la línea de SSRR, y están replicados cada 80 ns como se esperaba.

Una vez demostrada la posibilidad de separar los pulsos en el tiempo, vamos a diseñar el circuito final sensor para cada línea, comprobando la dependencia de la amplitud de la señal reflejada con la temperatura.

3.2 Diseño del sensor en 2.45 GHz

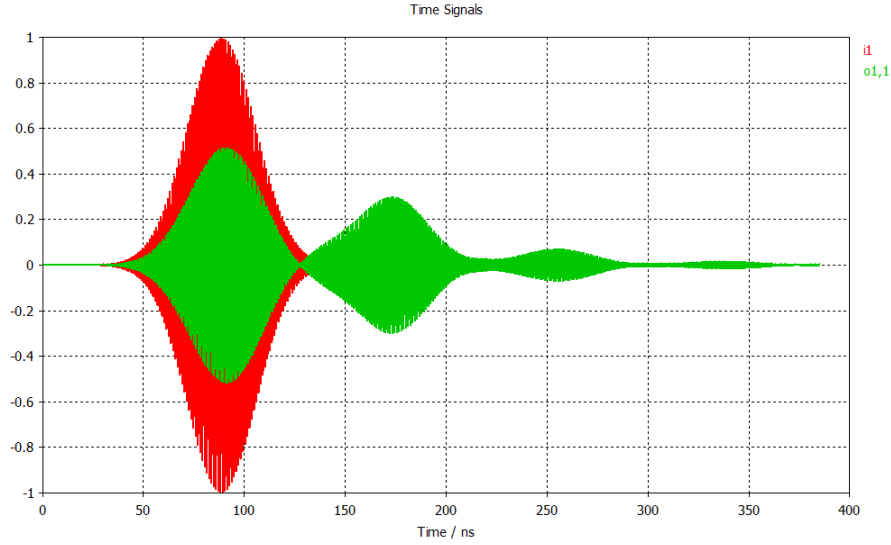


Figura 3.4: Pulsos gaussianos simulados al introducir un reflector de longitud $\frac{\lambda}{2}$ al final de la línea de 915 MHz.

3.2. Diseño del sensor en 2.45 GHz

Vamos a realizar el sensor en 2,45 GHz, simulándolo primero con el ancho de banda descrito en la sección 3.1, para después hacer el diseño en la banda ISM. El elemento de sensado que vamos a utilizar es un termistor, que consiste en un componente cuya impedancia es variable con la temperatura. Concretamente es el modelo “Vishay PTS SMD 0603 100R”, del cual se adjunta en el Apéndice E la parte relevante de las hojas de características. El principio de funcionamiento del sensor es que al cambiar la temperatura, se producirá un cambio en la impedancia del termistor, lo que conllevará una variación en la amplitud de la señal al depender del módulo de la impedancia. El termistor se coloca en un reflector $\frac{\lambda}{2}$ dispuesto al final de la línea MIW para aprovechar el mayor retardo de grupo proporcionado, y provocar la variación descrita al reflejarse la señal. El estudio consiste en determinar valores de tiempo en los que se puede observar que la señal cambia con la temperatura, que dicha dependencia sigue una forma aproximadamente lineal, que la asignación de valores es biyectiva, y seleccionar el lugar adecuado del reflector en el que colocar el termistor para conseguir una buena sensibilidad, es decir, mayor rango de variación de amplitud. Las amplitudes de los pulsos que se van a representar, están normalizadas al valor de la amplitud del pulso incidente.

3.2 Diseño del sensor en 2.45 GHz

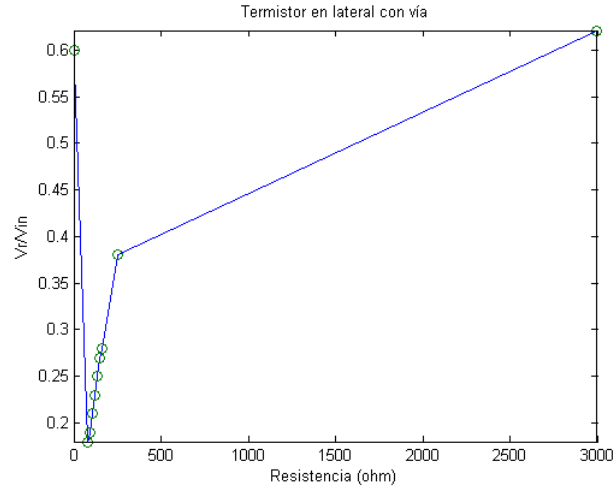


Figura 3.5: Resultados de la simulación del sensor en 2.45 GHz con el termistor en el lateral del reflector.

3.2.1. Determinación de la posición del termistor

De la tabla de las hojas de características del termistor, se pueden extraer algunos valores de resistencia concretos para simular paramétricamente el sensor en CST, cambiando los valores de un componente circuital. Los valores elegidos y su correspondencia con un valor de temperatura se muestran en la tabla 3.1.

Resistencia (Ω)	78.32	92.16	105.85	119.4	132.8	146.07	159.19
Temperatura ($^{\circ}\text{C}$)	-55	-20	15	50	85	120	155

Tabla 3.1: Correspondencia entre temperatura y resistencia con el termistor.

Primero hemos optado por colocar el termistor en un extremo del reflector añadiéndole una vía a masa (eléctricamente está en paralelo) [2], para observar el comportamiento del sensor y las características descritas. Además de los valores de la tabla 3.1 hemos utilizado valores fuera del rango del termistor, los cuales son para observar un comportamiento más general de la dependencia con la temperatura. En la tabla 3.2 se muestran los resultados de la simulación, donde se ha anotado el valor de la amplitud normalizada

3.2 Diseño del sensor en 2.45 GHz

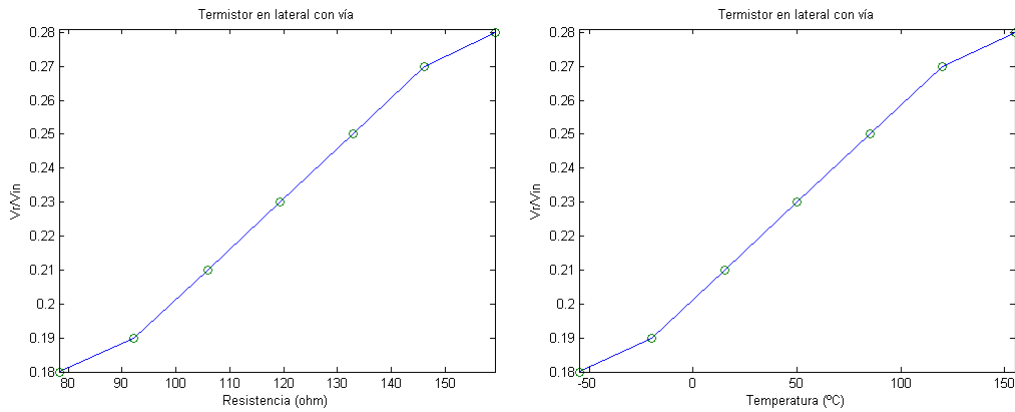


Figura 3.6: Amplitud en función de la resistencia y de la temperatura del sensor en 2.45 GHz, con el termistor en el lateral del reflector.

de la envolvente del pulso en 22,5 ns. En Fig. 3.5 se observa la dependencia de la amplitud normalizada con los valores de resistencia correspondientes a los de la tabla 3.2. Se puede comprobar que tiene un rango en el que se comporta de forma decreciente, y otro en el que se comporta de forma creciente, por lo que el rango de valores de resistencia del termistor debe situarse en una de las dos zonas únicamente para que el comportamiento sea biyectivo, de no ser así, para el mismo valor de amplitud normalizada, tendríamos dos valores de temperatura diferentes. La curva se comporta de esta manera (decreciente y creciente) debido a que el coeficiente de reflexión en el reflector es un número complejo. En función de la temperatura varía su módulo y fase resultando impedancias capacitivas o inductivas, las cuales se corresponden con las dos regiones de la gráfica.

R. (Ω)	0	78.32	92.16	105.85	119.4	132.8	146.07	159.19	250	3000
A. norm.	0.6	0.18	0.19	0.21	0.23	0.25	0.27	0.28	0.38	0.62

Tabla 3.2: Valores de la amplitud de la envolvente para el sensor en 2.45 GHz con el termistor en el lateral con vía a masa. Incluye valores adicionales de resistencia fuera del rango del termistor.

En Fig. 3.6, se muestra solo la amplitud para el rango de valores de funcionamiento del termistor, en función de la resistencia y en función de la temperatura, consiguiendo una sensibilidad del 10 % de la amplitud de la señal incidente en el sensor. Se comprueba que el sensor tiene un comportamiento aproximadamente lineal y que la relación es

3.2 Diseño del sensor en 2.45 GHz

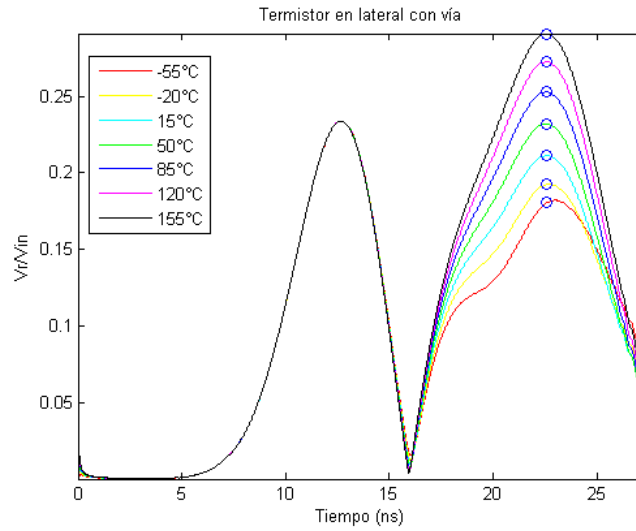


Figura 3.7: Resultado de la envolvente del sensor en 2.45 GHz con el termistor en el lateral del reflector.

biyectiva. Para obtener una representación más visual de la dependencia con la temperatura, se han postprocesado en MATLAB los resultados en el dominio temporal para cada valor de resistencia, obteniendo así la envolvente de la señal mediante la transformada de Hilbert pudiendo representar todos los pulsos en una sola gráfica. En Fig. 3.7 se muestran las envolventes de los pulsos, en 13 ns se podría medir la amplitud del pulso de referencia, que se comprueba que no varía con la temperatura y tiene un valor normalizado de 0,23. A pesar de que se han conseguido buenos resultados, vamos a estudiar otras ubicaciones en las que situar el termistor para ver el comportamiento.

R. (Ω)	0	78.32	92.16	105.85	119.4	132.8	146.07	159.19	250	3000
A. norm.	0.65	0.27	0.3	0.33	0.36	0.38	0.395	0.41	0.47	0.59

Tabla 3.3: Valores de la amplitud de la envolvente para el sensor en 2.45 GHz con el termistor en el centro. Incluye valores adicionales de resistencia fuera del rango del termistor.

En segundo lugar, colocamos el termistor en el centro del reflector sin ningún tipo de vía a masa (eléctricamente está en serie). En este caso también hemos utilizado valores adicionales a los proporcionados por el termistor. En la tabla 3.3 se muestran los valores de amplitud normalizada de la envolvente de los pulsos en 24 ns. En Fig. 3.8 se observan gráficamente los resultados de la tabla 3.3. Como en el anterior diseño, se comprueba

3.2 Diseño del sensor en 2.45 GHz

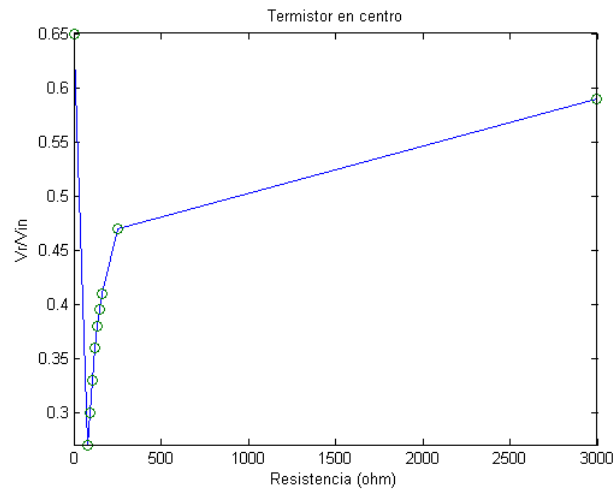


Figura 3.8: Resultados de la simulación del sensor en 2.45 GHz con el termistor en el centro del reflector.

el doble comportamiento decreciente y creciente en función de la resistencia, donde el rango de valores del termistor no debe formar parte de las dos zonas.

En Fig. 3.9 se muestran los resultados para el rango de funcionamiento del termistor, también en función de la resistencia y de la temperatura, consiguiendo esta vez una sensibilidad del 14 % de la señal incidente, lo que significa una ventaja respecto al diseño con el termistor en el lateral con una vía. Se puede comprobar que sigue un comportamiento lineal y mantiene la relación biyectiva. Mediante el postprocesado descrito para obtener la envolvente, se ha generado otra gráfica en la que se incluyen todos los pulsos simulados para cada valor de resistencia. En Fig. 3.10 se observa que dichos pulsos siguen el comportamiento deseado, y también en 13 ns se podría medir el pulso de referencia ya que no varía con la temperatura, y su valor normalizado es de 0,23. Con los resultados se concluye que el diseño con el termistor en el centro del reflector, es el que ofrece mejores prestaciones de los dos, por ello será el diseño elegido del sensor en 2,45 GHz para probar su funcionamiento en la banda ISM regulada.

3.2 Diseño del sensor en 2.45 GHz

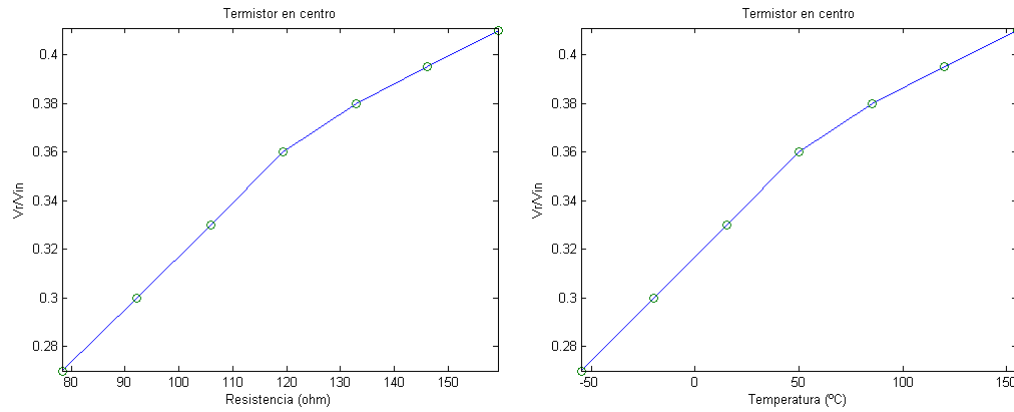


Figura 3.9: Amplitud en función de la resistencia y de la temperatura del sensor en 2.45 GHz, con el termistor en el centro del reflector.

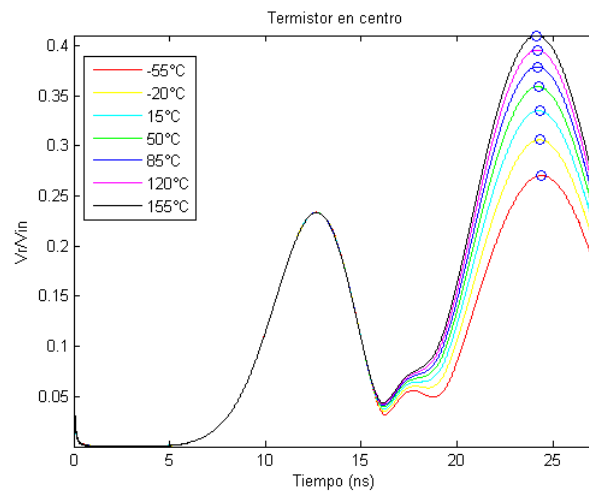


Figura 3.10: Resultado de la envolvente del sensor en 2.45 GHz con el termistor en el centro del reflector.

3.2 Diseño del sensor en 2.45 GHz

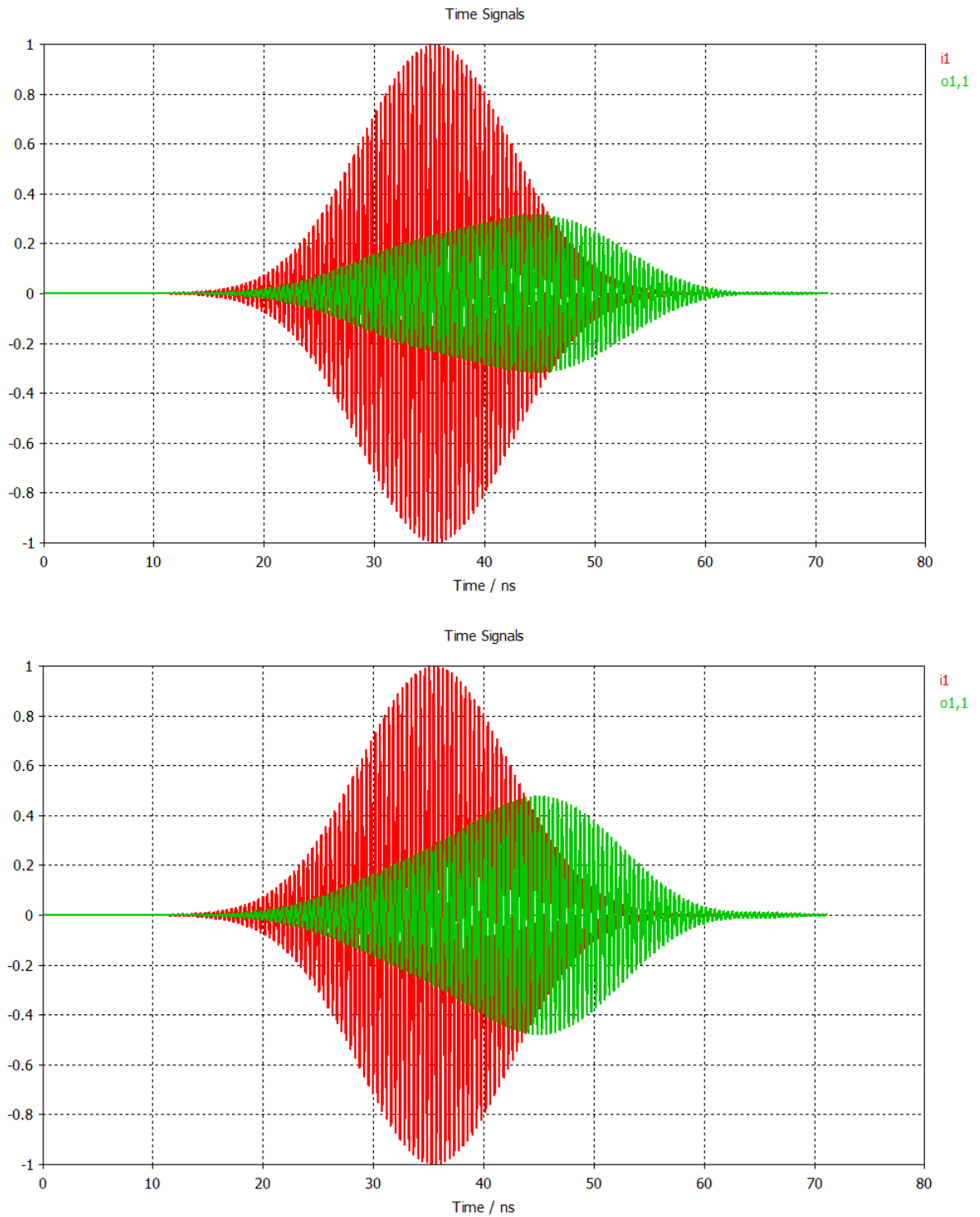


Figura 3.11: Simulación del sensor en 2.45 GHz con el ancho de banda regulado utilizando pulsos gaussianos. Los valores del termistor son $78,32\ \Omega$ (arriba) y $159,19\ \Omega$ (abajo).

3.2.2. Sensor para el ancho de banda regulado de 2.45 GHz

Una vez seleccionado el diseño con el termistor en el centro, vamos a simular el circuito en el ancho de banda definido para 2,45 GHz, es decir, desde 2,4 hasta 2,5 GHz [3]. Además de pulsos gaussianos vamos a utilizar pulsos cuadrados, para comprobar su funcionamiento con los mismos y obtener unos primeros resultados para extender el método al diseño en 915 MHz. Una de las consecuencias de reducir el ancho de banda de este tipo de pulsos, es que aumentará la duración temporal de los mismos, como se demostró en la ecuación 2.13. Por ello, de la misma manera que en la sección 3.1, vamos a generar en MATLAB pulsos cuadrados modulados por un *coseno* a la frecuencia de 2,45 GHz para importar en CST. Para calcular la anchura temporal de estos pulsos debemos hacer uso de la ecuación 2.13, y el resultado para un BW de 100 MHz, es de $\tau = 20$ ns.

Debido a que aumenta la duración de los pulsos, tanto gaussianos como cuadrados al reducir su ancho de banda (esto sucede con cualquier tipo de señal), vamos a comprobar que en las simulaciones se pueden distinguir los dos tipos de pulsos, el de referencia y el que varía su amplitud. Los valores de resistencia que hemos seleccionado para el termistor son los extremos que puede tomar según sus hojas de características, para comprobar primero la validez con los valores acotados y después completar la gráfica de sensibilidad.

Estos valores son el primero y el último de la tabla 3.1. Los resultados para pulsos gaussianos se muestran en Fig. 3.11, donde se observa una clara variación de la amplitud del pulso con información de la temperatura, el cual parece que se encuentra desplazado 10 ns como se determinó en la sección 2.3. El problema, es que al aumentar su anchura temporal, las colas laterales del pulso son muy grandes y ocultan el pulso de referencia. Es necesario que se aprecie otro instante temporal en el que medir una referencia invariante con la temperatura (para estimar las pérdidas del canal), por lo que más adelante se realizarán los ajustes necesarios para tal efecto.

En Fig. 3.12, se muestran los resultados para pulsos cuadrados, los cuales ofrecen unas características similares. En este caso sí que se podría apreciar un pequeño pulso de referencia en 7 ns y la variación de amplitud del pulso deformado, pero para obtener un diseño mejor en el que funcionen los dos tipos de pulsos utilizados, vamos a realizar

3.2 Diseño del sensor en 2.45 GHz

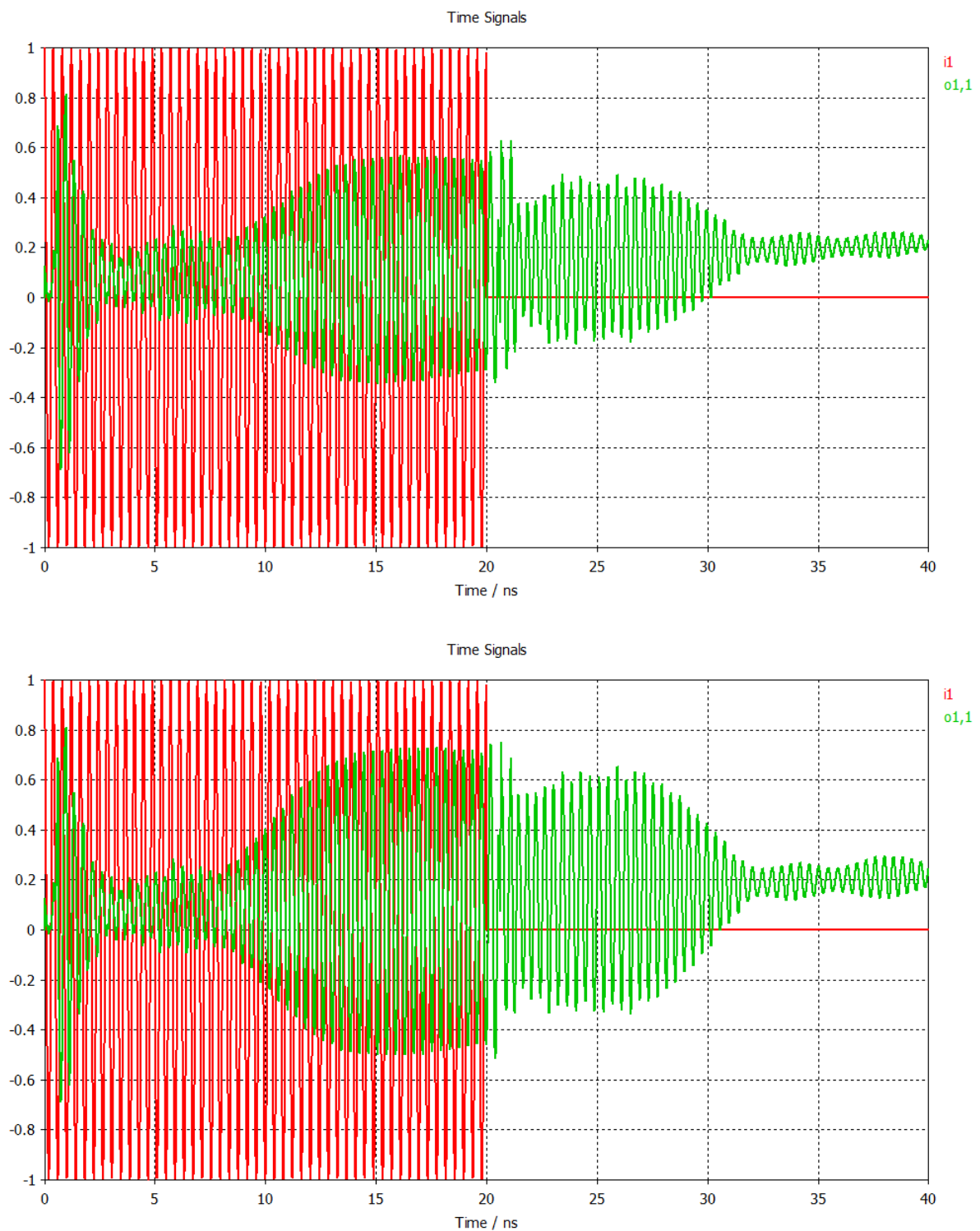


Figura 3.12: Simulación del sensor en 2.45 GHz con el ancho de banda regulado utilizando pulsos cuadrados. Los valores del termistor son $78,32\Omega$ (arriba) y $159,19\Omega$ (abajo).

3.2 Diseño del sensor en 2.45 GHz

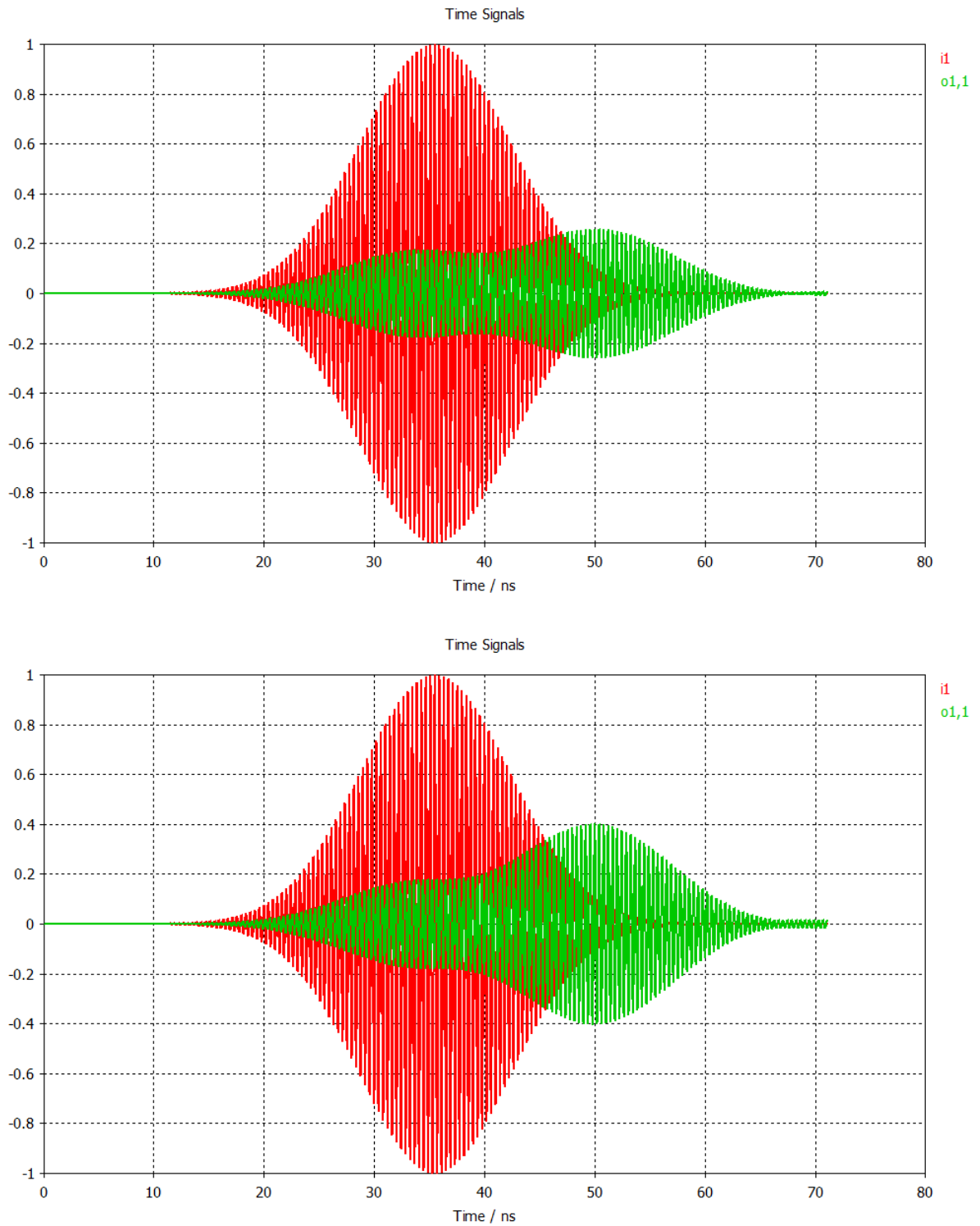


Figura 3.13: Simulación del sensor en 2.45 GHz con el ancho de banda regulado utilizando pulsos gaussianos. Se aumenta el número de SSRR a 6. Los valores del termistor son $78,32\ \Omega$ (arriba) y $159,19\ \Omega$ (abajo).

3.2 Diseño del sensor en 2.45 GHz

Resistencia (Ω)	Temperatura ($^{\circ}\text{C}$)	39 ns	51 ns
78.32	-55	0.38	0.28
100	0	0.42	0.32
119.4	50	0.45	0.35
138.51	100	0.48	0.38
159.19	155	0.51	0.41

Tabla 3.4: Valores de la amplitud de la envolvente para dos instantes temporales. Sensor en 2.45 GHz con el ancho de banda regulado y el termistor en el centro.

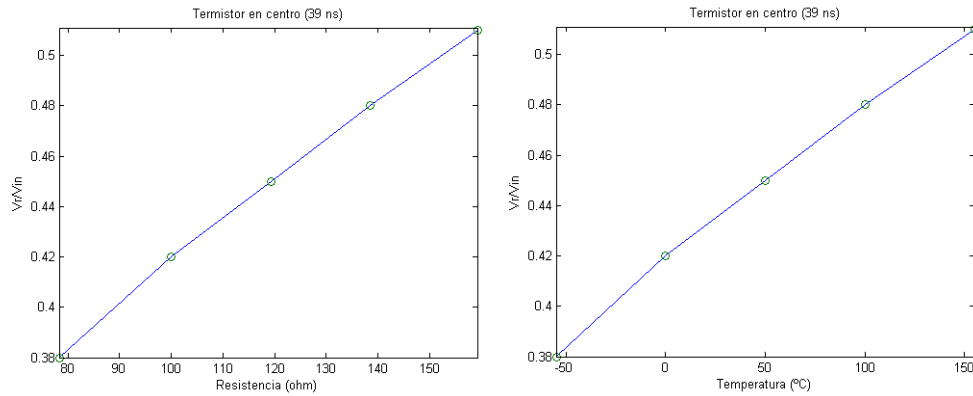


Figura 3.14: Amplitud de los pulsos cuadrados en función de la resistencia y de la temperatura del sensor en 2.45 GHz con 6 SSRR, para el ancho de banda regulado. Medidas tomadas en 39 ns.

algunos cambios. Ya que hemos optimizado el diseño de la línea para 4 SSRR, podemos aumentarla en un par de periodos, para que al tener 6 SSRR aumente el retardo un 50 %, lo que evitaría el solapamiento de los pulsos. Realizando las simulaciones con los valores extremos de la tabla 3.1 y utilizando pulsos gaussianos para comprobar que mejoran sus resultados, obtenemos las gráficas de Fig. 3.13. Se puede comprobar que con 6 SSRR se produce un retardo suficiente para separar los dos pulsos. En 35 ns se podría medir la amplitud de referencia, la cual esta vez es invariante con la temperatura, y en 50 ns se puede observar la variación de la amplitud con la temperatura del segundo pulso. El retardo esperado deberá ser de un 50 % más, por tanto $\tau = (1 + 0,5) 10 = 15$ ns, el cual es coherente con la separación temporal entre los centros de los pulsos.

Hemos obtenido el primer paso para el diseño definitivo, ahora solo falta definir la función amplitud frente a temperatura para el ancho de banda de 100 MHz. En la ta-

3.2 Diseño del sensor en 2.45 GHz

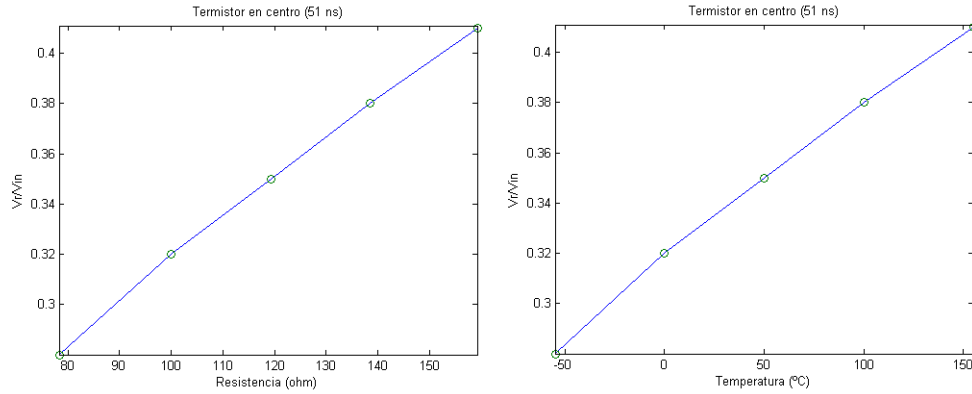


Figura 3.15: Amplitud de los pulsos cuadrados en función de la resistencia y de la temperatura del sensor en 2.45 GHz con 6 SSRR, para el ancho de banda regulado. Medidas tomadas en 51 ns.

bla 3.4 se muestra la relación de valores que se van a utilizar para el termistor en las simulaciones, y los resultados de las amplitudes normalizadas del pulso con información en dos valores significativos de tiempo, para tener dos posibilidades de medida de la temperatura. En Fig. 3.14 se muestran los valores de dicha amplitud normalizada frente a los valores de resistencia y de temperatura, midiendo la amplitud en 39 ns. Las medidas para 51 ns, se encuentran en Fig. 3.15. Se puede observar que midiendo en los dos instantes temporales se obtienen gráficas con una forma bastante lineal y completamente biyectiva. Midiendo la sensibilidad, en los dos casos se obtiene un 13% respecto a la amplitud de la señal incidente. Respecto al pulso de referencia se podría medir en 27 ns, el cual en ese instante de tiempo tiene una amplitud normalizada de 0,19.

Para las dos medidas de tiempo se puede considerar que el diseño tiene un funcionamiento correcto, por lo que las damos por válidas. Para observar mejor la variación de la amplitud de los pulsos con la temperatura, y que la amplitud del pulso de referencia es invariante con la misma, en Fig. 3.16 se muestran todas las simulaciones para cada valor de temperatura postprocesadas en MATLAB para obtener la envolvente. Las gráficas se obtienen para las dos medidas, para 39 ns y para 51 ns, y se observa que los resultados en ambos casos son correctos.

Se han completado con buenos resultados los objetivos del diseño del sensor pasivo, chipless y con posibilidad de ser inalámbrico en la banda regulada ISM de 2,45 GHz

3.3 Diseño del sensor en 915 MHz

utilizando pulsos cuadrados, pudiendo utilizar también pulsos gaussianos, por ello lo damos por finalizado pasando al diseño del sensor en 915 MHz.

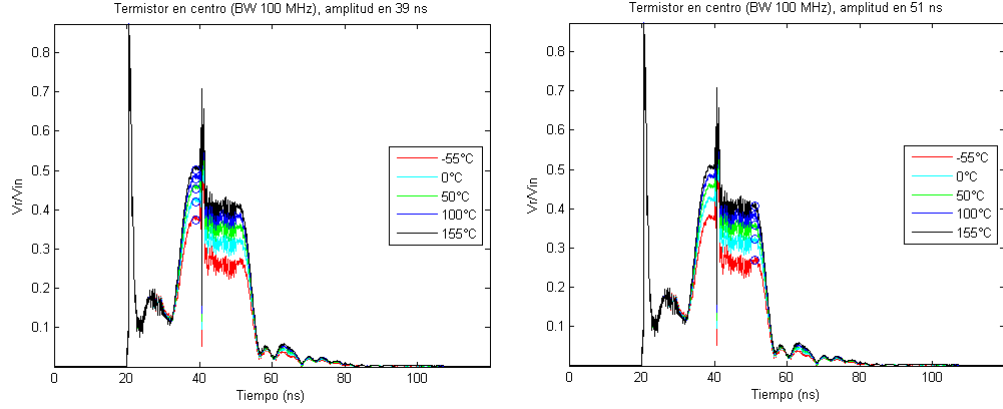


Figura 3.16: Resultado de la envolvente de los pulsos cuadrados del sensor en 2.45 GHz con 6 SSRR para el ancho de banda regulado. Medidas en 39 ns y 51 ns.

3.3. Diseño del sensor en 915 MHz

Vamos a diseñar el sensor en 915 MHz, en el que utilizaremos pulsos cuadrados de 120 ns para tener la posibilidad de realizar pruebas en el laboratorio. El ancho de banda es el calculado en la sección 2.4, y es $BW = 16,67$ MHz, el cual es ligeramente inferior al regulado y está incluido en dicha banda [3], por lo que cumple con las especificaciones. En caso de querer reducir la anchura temporal de los pulsos habría margen para poder aumentar el ancho de banda de los mismos hasta el regulado, ya que son magnitudes inversamente proporcionales como se demuestra en la ecuación 2.13.

El elemento de sensado y el principio de funcionamiento son los mismos que en la sección 3.2. El termistor se coloca en un reflector $\frac{\lambda}{2}$ también al final de la línea MIW para conseguir el retardo total. El estudio consistirá en, decidir la disposición óptima del termistor a lo largo del reflector, observar una dependencia lineal y biyectiva de la temperatura con la amplitud normalizada, y conseguir una alta sensibilidad del sensor.

3.3 Diseño del sensor en 915 MHz

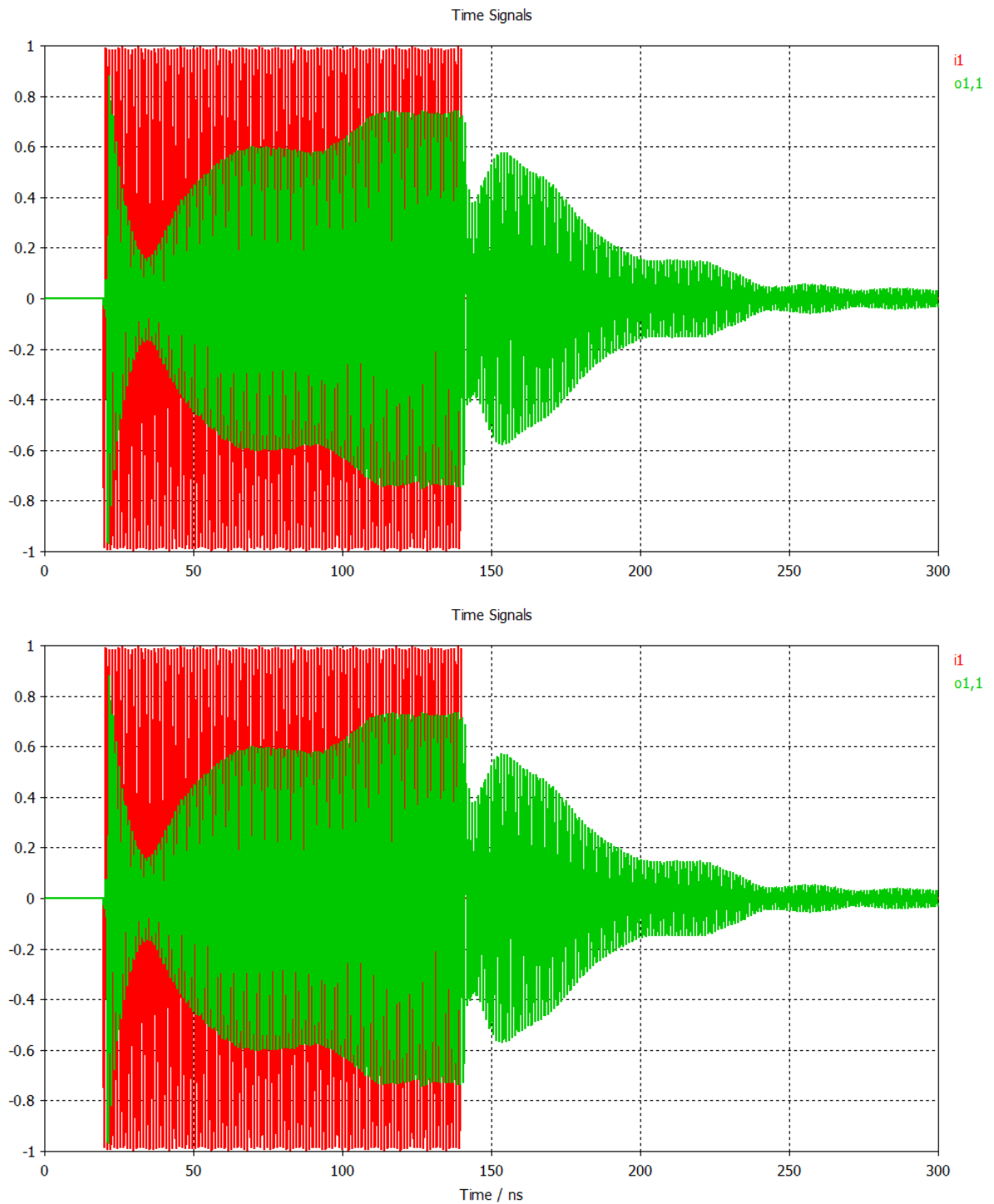


Figura 3.17: Simulación del sensor en 915 MHz utilizando pulsos cuadrados. Los valores del termistor son $78,32\Omega$ (arriba) y $159,19\Omega$ (abajo), encontrándose en el centro del reflector con una vía a masa.

3.3 Diseño del sensor en 915 MHz

Resistencia (Ω)	Temperatura ($^{\circ}\text{C}$)	120 ns	155 ns
78.32	-55	0.666	0.513
92.16	-20	0.673	0.52
105.85	15	0.678	0.525
119.4	50	0.683	0.53
132.8	85	0.686	0.534
146.07	120	0.689	0.537
159.19	155	0.691	0.54

Tabla 3.5: Valores de la amplitud de la envolvente para dos instantes temporales. Sensor en 915 MHz con el termistor en el centro.

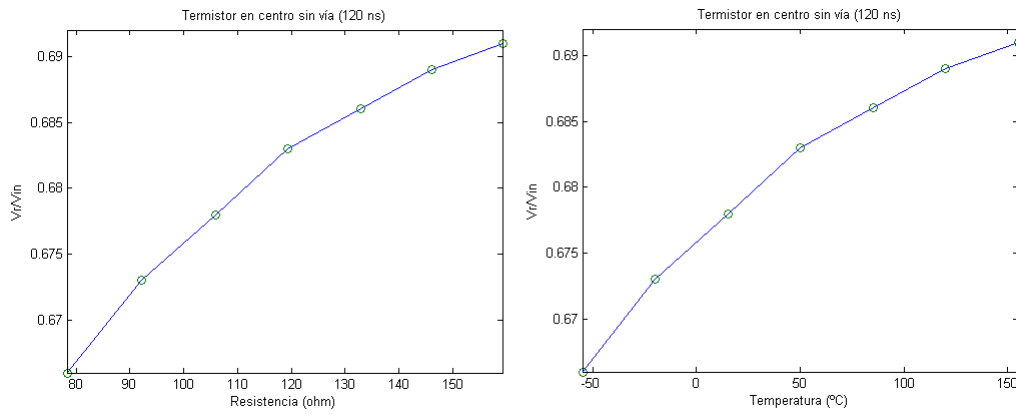


Figura 3.18: Amplitud de los pulsos cuadrados en función de la resistencia y de la temperatura del sensor en 915 MHz. Medidas tomadas en 120 ns con el termistor en el centro.

3.3.1. Elección en función de la sensibilidad

Los valores del termistor utilizados para todo el diseño se encuentran en la tabla 3.1. Para realizar una primera prueba, hemos optado por colocar el termistor de un modo diferente a los ya experimentados para observar si los resultados son mejores. Se ha dispuesto en el centro del reflector, pero a diferencia del diseño del sensor en 2,45 GHz, en este caso hemos añadido una vía a masa en uno de los extremos del reflector (termistor eléctricamente en paralelo).

Para comprobar si se logra diferenciar el pulso con información sobre la temperatura del de referencia, hemos simulado los valores extremos de la tabla 3.1. Los resultados son concluyentes y se muestran en Fig. 3.17, donde se puede apreciar que se pueden diferenciar las medidas de referencia e información, pero la amplitud en 155 ns del segundo

3.3 Diseño del sensor en 915 MHz

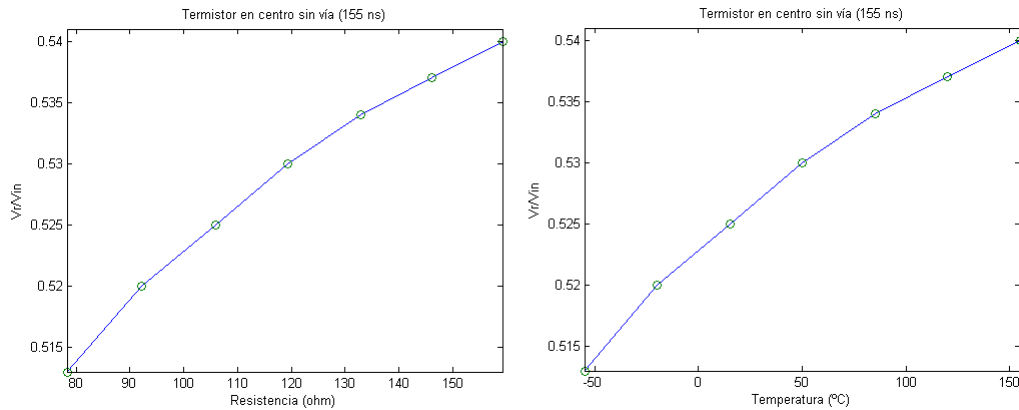


Figura 3.19: Amplitud de los pulsos cuadrados en función de la resistencia y de la temperatura del sensor en 915 MHz. Medidas tomadas en 155 ns con el termistor en el centro.

pulso deformado no varía apenas con la temperatura, lo que significa que la sensibilidad es casi nula, o que la función que relaciona valores de temperatura con valores de amplitud no es biyectiva, para esta disposición del termistor.

Por ello, vamos a eliminar la vía a masa (termistor eléctricamente en serie) manteniendo el termistor en el centro, para seguir con la distribución que ha dado buen resultado en el diseño de 2,45 GHz. En la tabla 3.5 se muestran los resultados de las amplitudes para cada valor de resistencia simulado, con su correspondiente de temperatura. Se han tomado medidas de amplitud del pulso con información para dos valores diferentes de tiempo. Se observa que para 120 ns el sensor tiene una sensibilidad del 2,5 % y para 155 ns es del 2,7 %, lo que indica que a pesar de tener cierta ventaja respecto al modelo con vía, la sensibilidad es bastante pequeña.

En Fig. 3.18 se muestran las gráficas generadas en función de la resistencia y de la temperatura, a partir de los valores de la tabla 3.5 correspondientes a 120 ns. En Fig. 3.19 se pueden ver las gráficas correspondientes a las amplitudes medidas en 155 ns. Se observa un comportamiento un poco más curvo que en los resultados anteriores, pero sigue siendo bastante lineal y la función se mantiene biyectiva, lo cual es importante.

Para representar de una forma más visual la variación de la amplitud de los pulsos en función de la temperatura, hemos postprocesado las simulaciones en MATLAB para

3.3 Diseño del sensor en 915 MHz

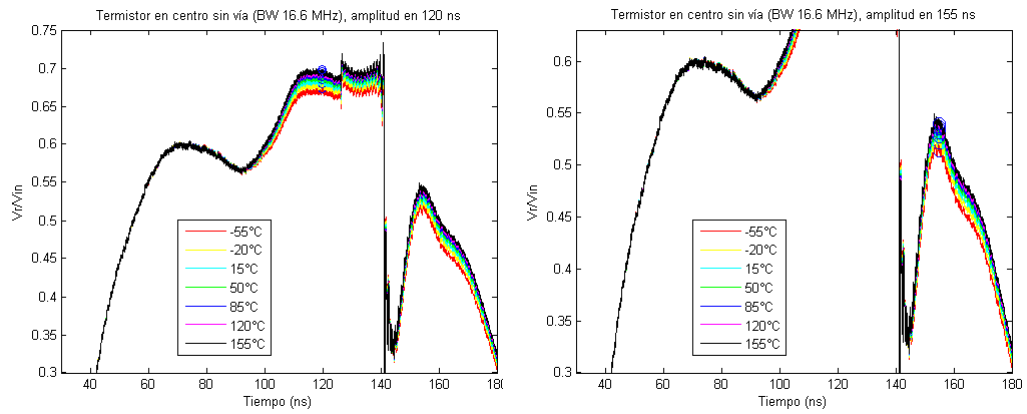


Figura 3.20: Resultado de la envolvente de los pulsos cuadrados del sensor en 915 MHz. Medidas en 120 ns y 155 ns con el termistor en el centro.

Resistencia (Ω)	Temperatura ($^{\circ}\text{C}$)	120 ns	153 ns
78.32	-55	0.6	0.45
92.16	-20	0.59	0.44
105.85	15	0.575	0.424
119.4	50	0.565	0.405
132.8	85	0.557	0.397
146.07	120	0.546	0.388
159.19	155	0.54	0.38

Tabla 3.6: Valores de la amplitud de la envolvente para dos instantes temporales. Sensor en 915 MHz con el termistor en el lateral con vía a masa.

3.3 Diseño del sensor en 915 MHz

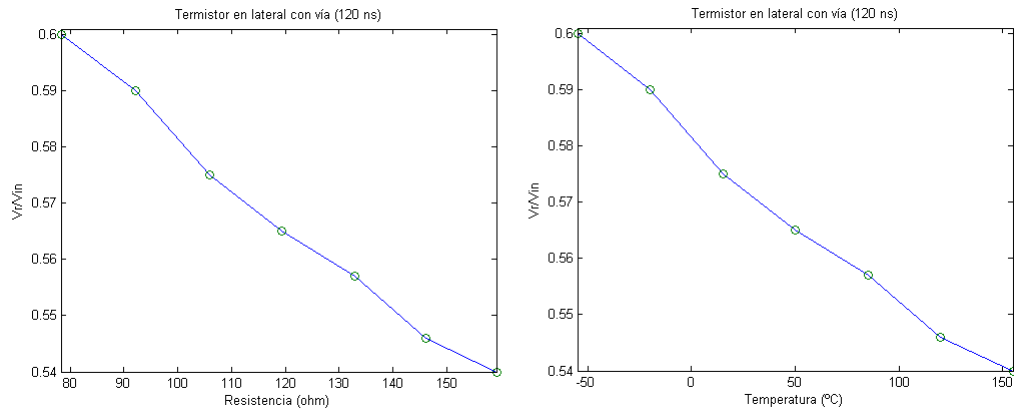


Figura 3.21: Amplitud de los pulsos cuadrados en función de la resistencia y de la temperatura del sensor en 915 MHz. Medidas tomadas en 120 ns con el termistor en el lateral con vía a masa.

obtener la envolvente de las señales. Estos resultados se muestran en Fig. 3.20 para los dos valores de tiempo en los que se ha determinado la amplitud normalizada. Se puede apreciar que en 75 ns se distingue un valor de amplitud fijo, el cual será la referencia y mide 0,6. A pesar de que los resultados indican una dependencia con la temperatura y una referencia para comparar amplitudes, la sensibilidad obtenida en este caso no es muy grande, por lo que se procederá a mejorar la misma probando otras disposiciones del termistor.

Hemos probado a colocarlo en el lateral del reflector añadiéndole una vía a masa (termistor eléctricamente en paralelo), de la misma manera que con uno de los diseños en 2,45 GHz. En la tabla 3.6 se han anotado las amplitudes normalizadas obtenidas en las simulaciones para cada par de valores de resistencia y temperatura. Las medidas de amplitud del pulso con información también se han tomado en diferentes valores de tiempo. Se puede calcular a partir de los datos de la tabla, que midiendo en 120 ns se obtiene una sensibilidad del 6 % de la amplitud de la señal incidente, y midiendo en 153 ns se obtiene una sensibilidad del 7 %. Esta es una ventaja considerable respecto al modelo con el termistor en el centro.

Las gráficas que relacionan la amplitud con la resistencia y la temperatura se encuentran en Fig. 3.21 para 120 ns, y en Fig. 3.22 para 153 ns. En este caso, las gráficas

3.3 Diseño del sensor en 915 MHz

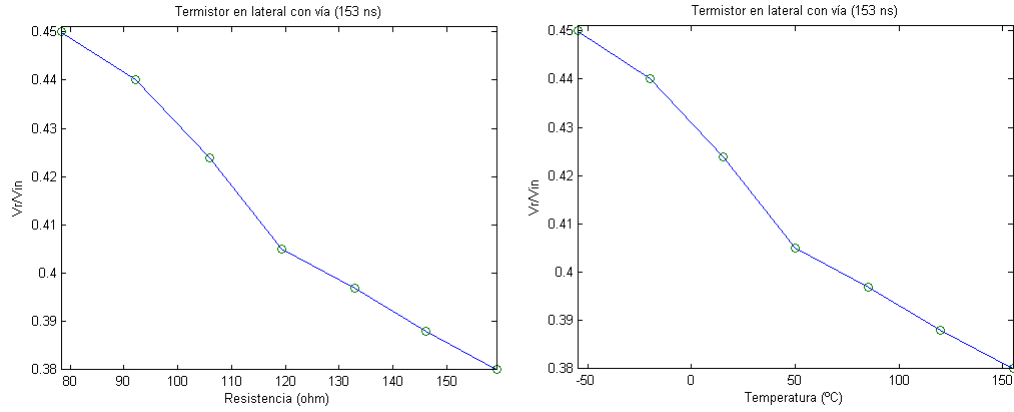


Figura 3.22: Amplitud de los pulsos cuadrados en función de la resistencia y de la temperatura del sensor en 915 MHz. Medidas tomadas en 153 ns con el termistor en el lateral con vía a masa.

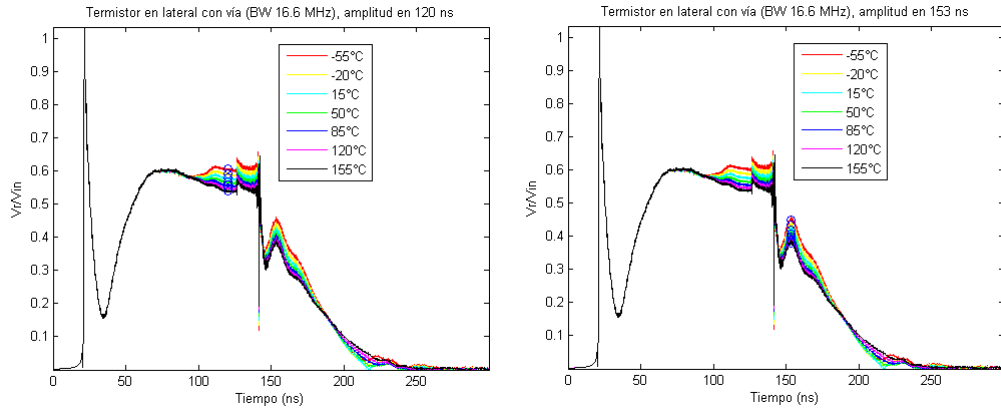


Figura 3.23: Resultado de la envolvente de los pulsos cuadrados del sensor en 915 MHz. Medidas en 120 ns y 153 ns con el termistor en el lateral con vía a masa.

siguen un comportamiento bastante lineal, la función sigue siendo biyectiva, pero a diferencia de resultados anteriores se encuentra en la zona decreciente de la función. Esto no es ningún inconveniente, el problema sería que se encontrara en una región intermedia.

En Fig. 3.23 se representan para los dos tiempos en los que se ha determinado la amplitud, las gráficas postprocesadas de los pulsos en función de la temperatura. De la misma manera que en el modelo con el termistor en el centro, la amplitud invariante del pulso de referencia se podría medir en 75 ns, y esta es también de 0,6. La sensibilidad obtenida en este caso mejora notablemente respecto a la de los otros modelos,

3.3 Diseño del sensor en 915 MHz

y las características de la función que relaciona la temperatura con la amplitud de los pulsos son buenas. Por ello, este modelo es el seleccionado para realizar el sensor en 915 MHz. A continuación se mostrarán las simulaciones de este diseño realizadas con pulsos gaussianos, para ver los resultados de una forma más nítida y demostrar la funcionalidad con los mismos.

3.3.2. Respuesta ante pulsos gaussianos

Hemos seguido el mismo procedimiento que para el resto de diseños teniendo definida la posición del termistor, y es en el lateral del reflector conectándolo a masa mediante una vía. Los valores de resistencia a simular son los ya definidos en la tabla 3.1.

Resistencia (Ω)	Temperatura ($^{\circ}\text{C}$)	163 ns
78.32	-55	0.105
92.16	-20	0.086
105.85	15	0.069
119.4	50	0.0535
132.8	85	0.0397
146.07	120	0.027
159.19	155	0.016

Tabla 3.7: Valores de la amplitud de la envolvente para un instante temporal. Sensor en 915 MHz con el termistor en el lateral con vía a masa, utilizando pulsos gaussianos.

Se muestran los valores de amplitud obtenidos en las simulaciones en la tabla 3.7, esta vez sólo se han hecho medidas en un valor de tiempo, ya que la amplitud interesante en los pulsos gaussianos es la máxima posible. Se puede apreciar una sensibilidad del 8,9%, lo que es una pequeña mejoría respecto a los resultados con pulsos cuadrados, pero tampoco es demasiado significativa. Únicamente indica que con pulsos gaussianos el sistema funciona ligeramente mejor.

En Fig. 3.24 se muestran las gráficas que relacionan la amplitud del pulso gaussiano con la resistencia y la temperatura de la tabla 3.7, para el instante de tiempo en el que se ha determinado. Se puede observar que la función es decreciente como se esperaba, ya

3.3 Diseño del sensor en 915 MHz

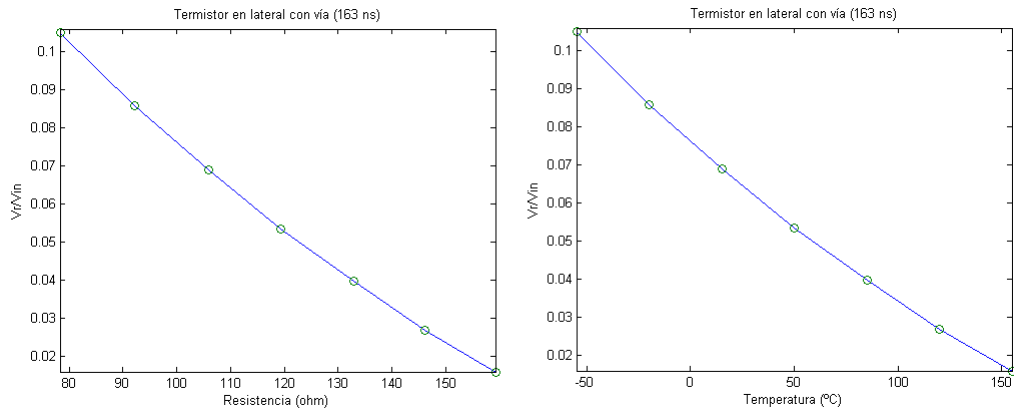


Figura 3.24: Amplitud de los pulsos gaussianos en función de la resistencia y de la temperatura del sensor en 915 MHz. Medidas tomadas en 163 ns con el termistor en el lateral con vía a masa.

que con pulsos cuadrados se comportaba de esa manera. La diferencia es que con pulsos gaussianos, se genera una función más recta con los valores de resistencia simulados, por las demás características se mantiene similar.

La representación de la envolvente generada mediante el postprocesado en MATLAB ya definido, se muestra en Fig. 3.25 para cada valor de temperatura. Se puede definir un pulso de referencia en 91 ns, es cual tiene una amplitud normalizada de 0,535, la cual es invariante con la temperatura. Se puede observar el detalle de que en este caso, la amplitud de los pulsos con información sobre la temperatura es menor que en el resto, pero aun así siguen siendo significativos. Se observa también un pequeño desplazamiento de los pulsos conforme cambia la temperatura, lo que no es un inconveniente porque el desplazamiento entre la máxima y la mínima temperatura no es muy grande, además en Fig. 3.24 se confirma una respuesta muy lineal. La diferencia entre, el instante de mayor amplitud más retardado y los 91 ns de referencia, se aproxima bastante bien a los 80 ns, lo que es coherente con lo esperado.

Se ha definido con buenos resultados el diseño final, acorde a los objetivos planteados para el sensor en la banda regulada de 915 MHz, demostrando la funcionalidad tanto para pulsos cuadrados como para gaussianos. El layout realizado para fabricar el circuito se encuentra en el Apéndice C, el cual ha sido enviado para su propósito con suficiente

3.4 Diseño del detector en 915 MHz

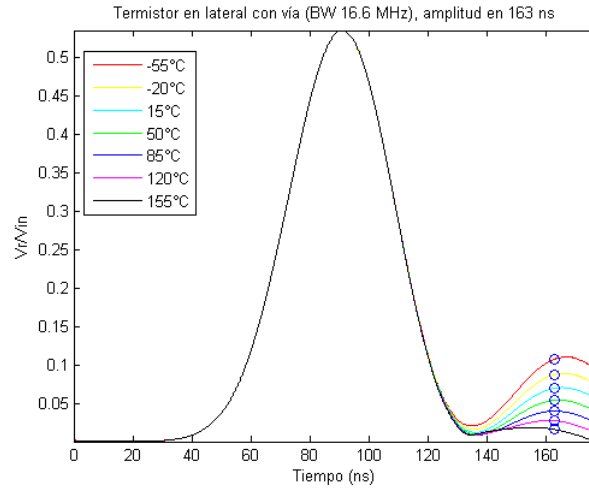


Figura 3.25: Resultado de la envolvente de los pulsos gaussianos del sensor en 915 MHz. Medidas en 163 ns con el termistor en el lateral con vía a masa.

antelación, pero debido a causas ajenas todavía no se ha recibido el circuito. A continuación, se mostrará el diseño del circuito detector de envolvente para el sensor en la banda de 915 MHz.

3.4. Diseño del detector en 915 MHz

Una vez enviado el pulso al sensor, nos devuelve la respuesta diseñada para conocer la temperatura. Como la respuesta está modulada a 915 MHz, es necesario extraer la envolvente de los pulsos para recuperar la información buscada. Esto se hace mediante un circuito detector, el cual está formado por un diodo de Schottky con un filtro paso bajo y una carga donde medir la señal (Fig. 3.26). Para el diodo hemos utilizado el modelo “Avago HSMS-2850”, del cual se encuentran las partes más relevantes de las hojas de características para el diseño del detector en el Apéndice F (parámetros de simulación, circuito equivalente y red de adaptación). Las simulaciones están hechas en AWR.

3.4.1. Análisis del circuito

Como se puede observar en el Apéndice F el diodo es muy difícil de adaptar, pero ofrecen un ejemplo de red de adaptación en tecnología microstrip para aplicaciones RFID

3.4 Diseño del detector en 915 MHz

en 915 MHz, la cual proporciona un ancho de banda adecuado para la misma siendo una buena opción para nuestro diseño.

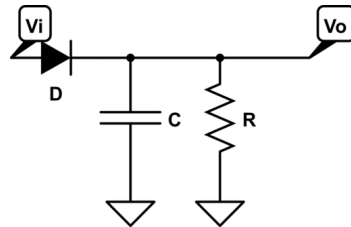


Figura 3.26: *Circuito detector básico.*

Primero vamos a reproducir los dos modelos de diodo para comparar los resultados y determinar cuál es la mejor opción para simular el detector: con los parámetros de simulación y con el circuito equivalente. En Fig. 3.27 se muestran, la impedancia de entrada en la carta de Smith y el coeficiente de reflexión en función de la frecuencia de los dos modelos. Las características de ambos se obtienen de las hojas de características. Una conclusión clara es la esperada de que el diodo es un componente difícil de adaptar, ya que su impedancia de entrada se encuentra muy próxima al circuito abierto y por tanto, el coeficiente de reflexión es muy alto. De los dos modelos de diodo, el que ofrece resultados con más información es el que utiliza el circuito equivalente, ya que el otro permanece casi invariante con la frecuencia. Además, este modelo ofrece resultados más aproximados a los de las hojas de características, por lo que parece ser el más adecuado.

A continuación se añade la red de adaptación propuesta por el fabricante. La red está diseñada sobre un circuito de fibra de vidrio (FR-4) y está compuesta por: una línea de transmisión para alejar la impedancia de entrada del circuito abierto, una inductancia de 65 nH para mover la impedancia por un círculo de resistencia constante hacia una zona más cercana al centro de la carta de Smith, y un stub en paralelo cuyas funciones son conseguir que finalmente llegue a adaptarse el circuito desplazando la impedancia al centro de la carta, y cerrar el circuito autopolarizado del diodo (Fig. 3.28).

Los resultados se muestran en Fig. 3.29, donde se corrobora que la mejor forma de simulación es la que utiliza el circuito equivalente. Obviando los resultados del modelado paramétrico del diodo, se comprueba que efectivamente la red de adaptación funciona

3.4 Diseño del detector en 915 MHz

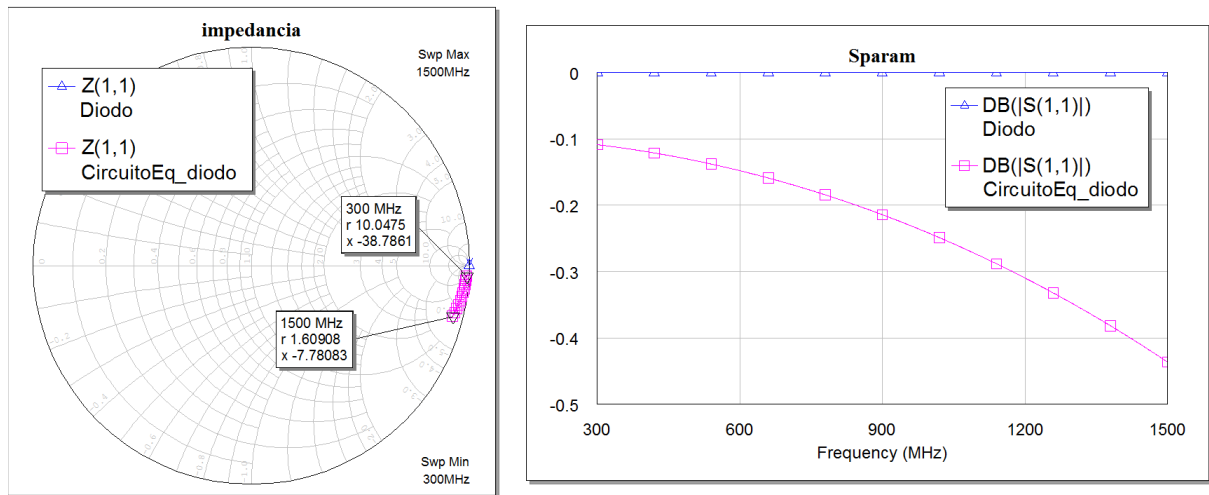


Figura 3.27: Simulación del diodo Schottky, con parámetros de SPICE (azul) y con el circuito equivalente (rosa).

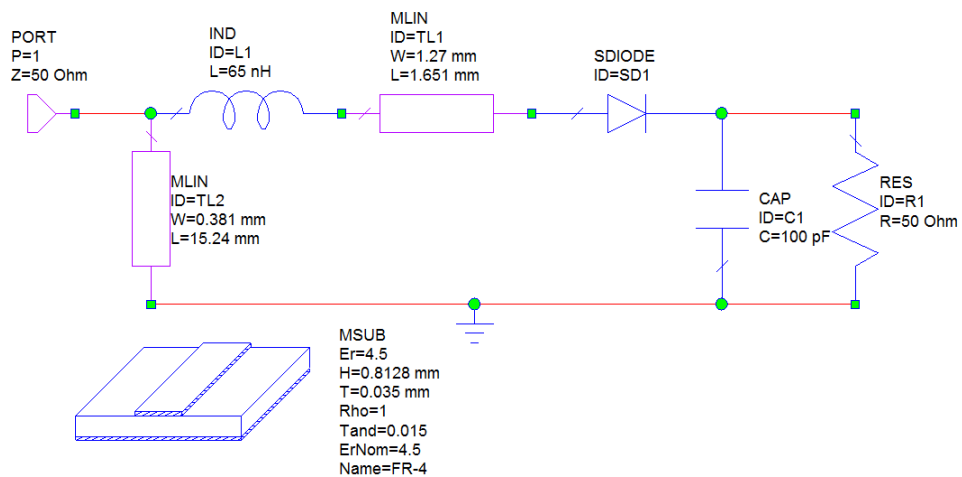


Figura 3.28: Red de adaptación propuesta en las hojas de características.

3.4 Diseño del detector en 915 MHz

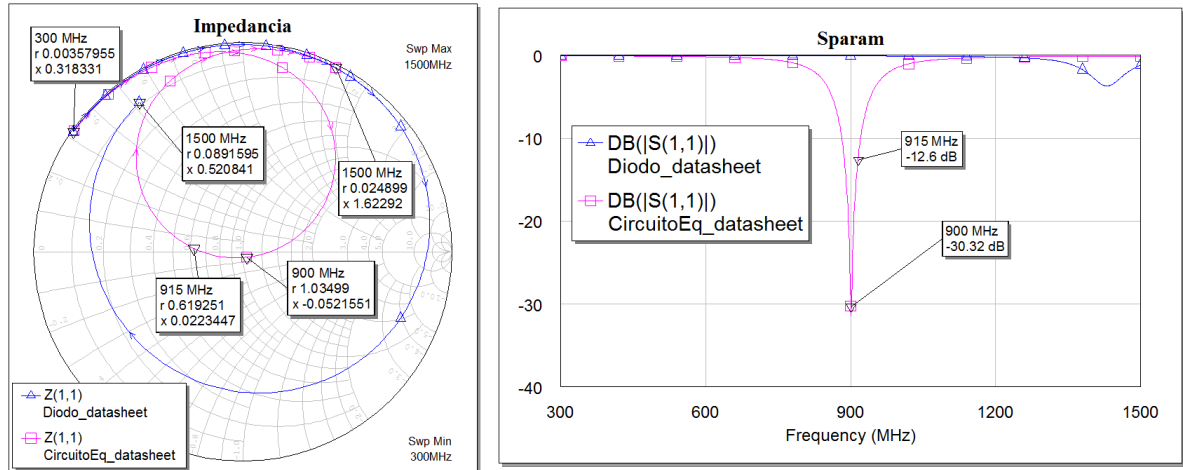


Figura 3.29: Resultados de la simulación del circuito detector con la red de adaptación propuesta. Con los parámetros de SPICE del diodo (azul) y con el circuito equivalente (rosa).

bastante bien para nuestro circuito. La impedancia de entrada a 915 MHz está un poco desplazada del centro de la carta de Smith, lo que se traduce a un desplazamiento de la adaptación del coeficiente de reflexión, concretamente a 900 MHz. Los ajustes se realizarán más adelante, pero el experimento confirma que la red funciona para diseñar el detector.

A continuación hemos modificado el circuito en función de las posibilidades que tenemos para fabricar sobre fibra de vidrio. Los substratos de FR-4 con $\epsilon = 4,5$ de los que disponemos, tienen como espesor $h = 0,5$ mm y $h = 1,55$ mm. En Fig. 3.30 se muestran los resultados con las dos posibilidades utilizando la red de adaptación propuesta, donde se aprecia un desplazamiento a 840 MHz (0,5 mm) y 962 MHz (1,55 mm). Ninguna de las dos ha estropeado mucho la adaptación, pero la que ofrece más ventaja es la que utiliza el substrato con $h = 1,55$ mm, ya que parece permitir un ancho de banda un poco mayor y el armónico del coeficiente de reflexión está menos desplazado, por lo que será más fácil de adaptar. A partir de aquí diseñaremos con este espesor.

Para observar de una forma más detallada la funcionalidad de cada elemento de la red de adaptación, en Fig. 3.31 se muestran los resultados de ir añadiéndolos uno a uno para la frecuencia de diseño. En la carta de Smith, se observa que la impedancia de entrada sin red de adaptación está muy cercana al circuito abierto, y que al añadir un tramo

3.4 Diseño del detector en 915 MHz

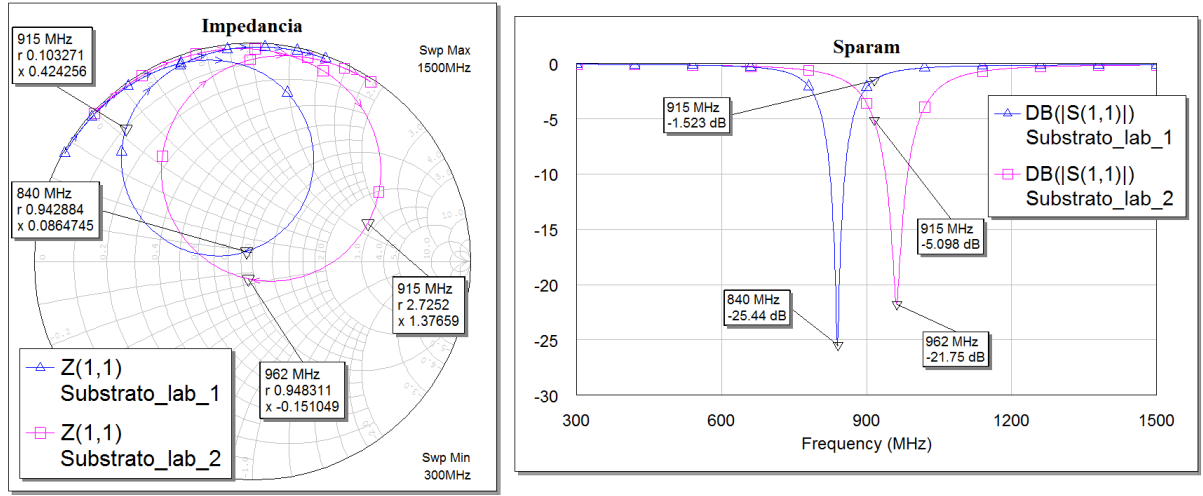


Figura 3.30: Simulación del detector para los dos tipos de substratos disponibles. Los espesores son $h=0.5\text{mm}$ (azul) y $h=1.55\text{mm}$ (rosa).

de línea de transmisión se desplaza a una región mejor donde la resistencia es menor, y permite movimientos más amplios por la carta. Añadiendo la inductancia se pretende que la impedancia se encuentre en el círculo de conductancia unidad para finalmente adaptar el circuito, pero no es así, por lo que se produce un desplazamiento frecuencial en la adaptación como se esperaba. En la otra gráfica se muestran los coeficientes de reflexión para cada impedancia analizada.

Después de realizar este análisis, se procede a calcular las modificaciones correspondientes a cada elemento para que la impedancia de entrada se encuentre en el lugar adecuado de la carta de Smith y adaptar el circuito. En Fig. 3.31 se puede ver que después de añadir la bobina, la impedancia se encuentra aproximadamente en $Z = 0,59 - 1,3j$, y para llegar al círculo de conductancia unidad hace falta una reactancia normalizada $jX = -0,48j - (-1,3j) = 0,82j$. Para obtener su inductancia equivalente se utiliza la ecuación

$$\frac{j\omega_0 L}{Z_0} = jX \quad (3.1)$$

siendo $\omega_0 = 2\pi f_0$ con $f_0 = 915\text{ MHz}$, Z_0 la impedancia de referencia (50Ω), X la reactancia normalizada y L la inductancia buscada. Se obtiene un valor de $L = 7,13\text{ nH}$, que añadida a los 65 nH se obtiene un valor total de inductancia $L = 72,13\text{ nH}$.

3.4 Diseño del detector en 915 MHz

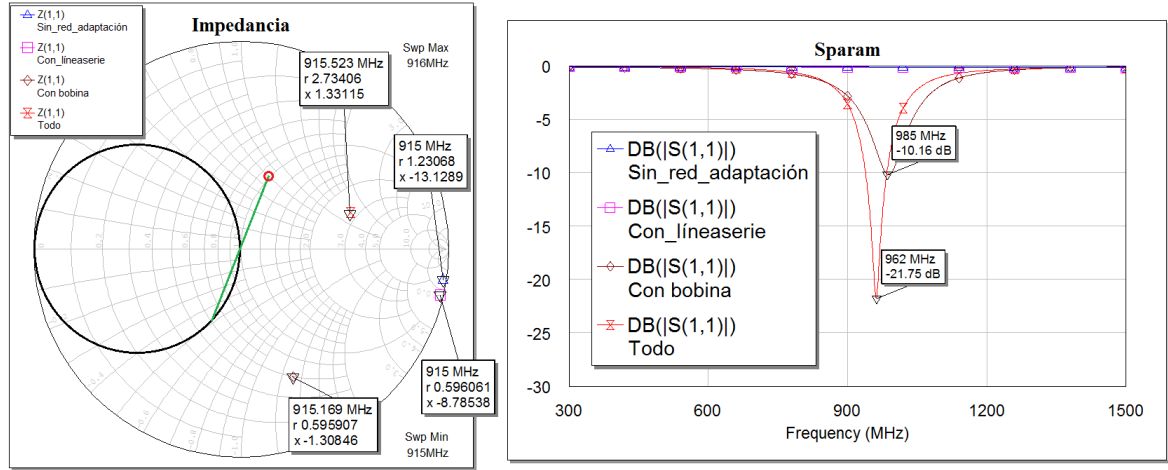


Figura 3.31: Simulación del detector analizando la red de adaptación por partes. Sin la red de adaptación (azul), añadiendo la línea de transmisión (rosa), añadiendo la bobina (marrón) y añadiendo el stub (rojo). El círculo grande resaltado en negro es el círculo de conductancia unidad.

Ahora nos situamos en $Z = 0,59 - 0,48j$, por lo que cambiamos a la carta de Smith de admitancias situándonos en el círculo rojo de Fig. 3.31. A partir de aquí ya nos encontramos en $Y = 1 + 0,8j$, por lo que necesitamos que el stub paralelo final tenga una carga equivalente $Y = -0,8j$. Como está cortocircuitado, la longitud deberá ser igual al desplazamiento desde el cortocircuito de admitancias de la carta de Smith (o circuito abierto de impedancias) hasta $-0,8j$ hacia el generador, obteniéndose una longitud $l = 0,3922\lambda - 0,25\lambda = 0,1422\lambda$. Utilizando la herramienta “txline” de AWR, para un stub de 50Ω se obtiene una anchura de $w = 2,87$ mm y una longitud de onda de $\lambda = 178,24$ mm, con lo que finalmente la longitud del stub es $l = 25,34$ mm.

Una vez adaptado el circuito, hemos realizado un experimento para solventar posibles tolerancias de fabricación o malas aproximaciones del simulador. Consiste en la posibilidad de añadir un trozo de tira microstrip en el lado opuesto al stub, de forma paralela al mismo. Serán de 50Ω y estarán terminados en circuito abierto. Existen dos posibilidades, añadir una admitancia positiva o negativa para ajustar la impedancia de entrada al centro de la carta. Para la positiva hemos añadido una tira de longitud menor que $\frac{\lambda}{4}$ para que la admitancia equivalente se sitúe por la mitad superior de la carta de Smith,

3.4 Diseño del detector en 915 MHz

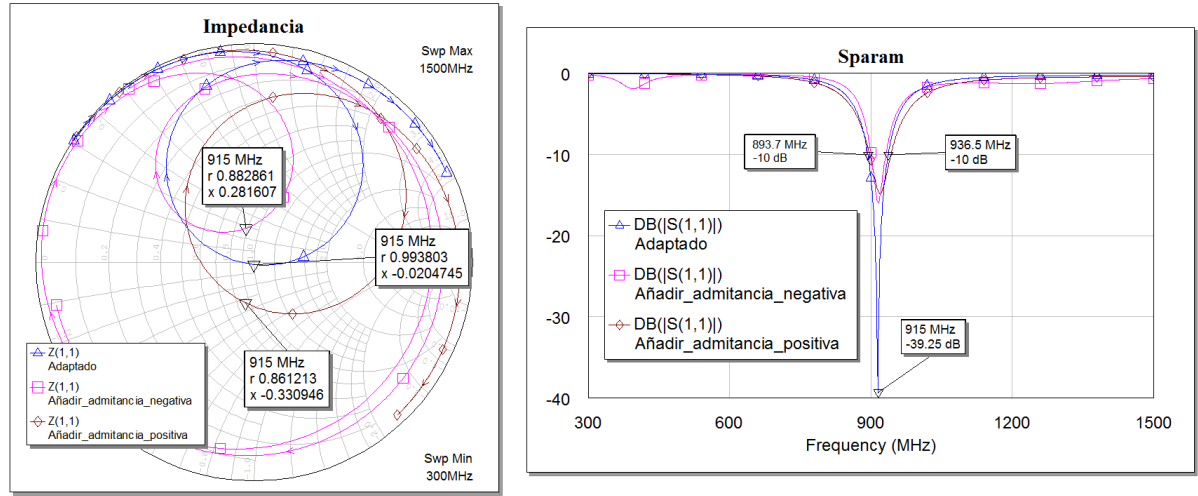


Figura 3.32: Primera aproximación al diseño definitivo del detector (azul). Incluyendo de forma paralela al stub una tira microstrip de longitud 79.53 mm (rosa) o de longitud 10 mm (marrón).

y por tanto sea positiva. Para la negativa la longitud es menor que $\frac{\lambda}{2}$ (ya que una vuelta a la carta de Smith equivale a esa longitud) pero aproximadamente igual, para que en este caso se encuentre en la mitad inferior de la carta, produciendo el efecto contrario. Los valores utilizados son $l = 10$ mm y $l = 79,53$ mm respectivamente. Los resultados se muestran en Fig. 3.32, donde se puede observar el efecto de cambiar la impedancia de entrada y por tanto, modificar el coeficiente de reflexión para conseguir adaptar el circuito. Los marcadores de la gráfica correspondiente al coeficiente de reflexión se refieren al circuito sin añadirle las tiras mencionadas, es decir el circuito adaptado básico. Se puede comprobar que está bien adaptado y centrado en 915 MHz, con un ancho de banda a -10 dB de 42,8 MHz, el cual incluye la banda a utilizar dejando incluso un cierto margen.

Una vez obtenida una primera aproximación al diseño del detector, vamos a realizar ajustes finales que dependen de las facilidades de fabricación para conseguir el diseño definitivo.

3.4 Diseño del detector en 915 MHz

3.4.2. Diseño del detector final

Para asegurar una buena soldadura del diodo al circuito, es necesario o aumentar el tramo de línea microstrip una longitud de aproximadamente $\frac{\lambda}{2}$ o sustituir la bobina por una línea de alta impedancia equivalente. Comenzaremos por cambiar la línea, al aumentarla una longitud de $\frac{\lambda}{2}$ no se obtienen unos resultados muy buenos (Fig. 3.33). Esto es porque, debido a las pérdidas de la línea y a que la impedancia del diodo es muy alta (casi circuito abierto), una pequeña disminución del módulo del coeficiente de reflexión produce una variación muy grande en la impedancia de entrada, como se puede ver, por lo que el circuito queda desadaptado.

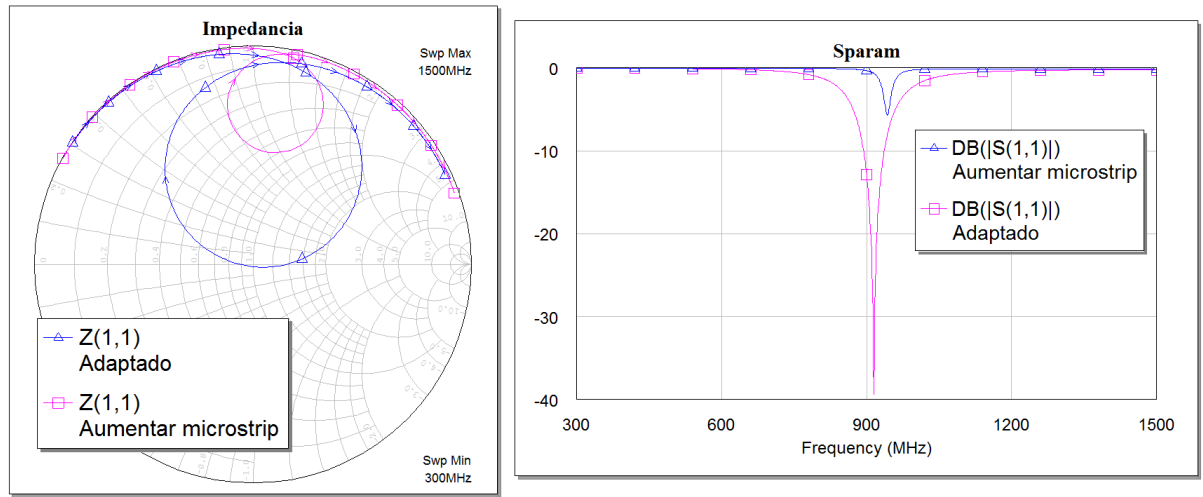


Figura 3.33: Resultados de las simulaciones al aumentar $\frac{\lambda}{2}$ la línea que conecta el diodo (rosa), comparando con el circuito ya adaptado.

Por ello, y para no cambiar el circuito autopolarizado con la red de adaptación, se ha optado por diseñar la línea paramétricamente con AWR hasta conseguir una impedancia (sin red de adaptación completa, solo la línea microstrip) con resistencia similar a la que se ve en Fig. 3.31, es decir unos 0,59, obteniendo así una línea de $w = 1,27$ mm y $l = 98$ mm y una impedancia $Z = 0,59 - 4,57j$. De esta manera, tendremos la posibilidad de añadir la reactancia en serie de forma similar al circuito ya adaptado. Ahora solo falta calcular la bobina necesaria para conseguir desplazarse por el círculo de resistencia 0,59 de la carta de Smith hasta $-0,48j$, como en el anterior diseño. La reactancia normalizada se calcula como $jX = -0,48j - (-4,57j) = 4,09j$, y mediante la ecuación 3.1 se obtiene

3.4 Diseño del detector en 915 MHz

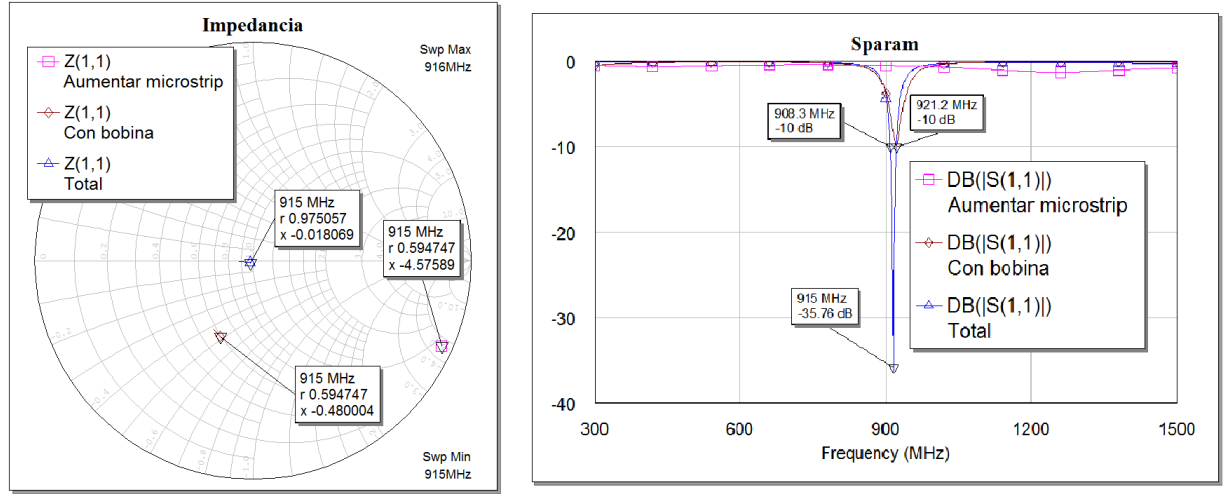


Figura 3.34: Resultados de la simulación al ajustar el aumento de la línea que conecta el diodo. Añadiendo la línea (rosa), añadiendo la bobina (marrón) y añadiendo todo (azul).

una inductancia $L = 35,57\text{nH}$. Una vez conseguido esto, el stub paralelo terminado en cortocircuito no cambia en teoría, porque hemos llegado al mismo punto de la carta. Se muestran todos los resultados en Fig. 3.34.

Se adapta muy bien el circuito, pero el problema es que no tiene ancho de banda a -10 dB suficiente para la aplicación. Presenta un ancho de banda de $12,9\text{ MHz}$ y necesitamos alrededor de $16,67\text{ MHz}$. Por ello, en lugar de cambiar la longitud de la línea, vamos a sustituir el componente inductivo por una línea de alta impedancia, de esta manera tampoco habría problema a la hora de soldar el diodo. La ecuación 3.2 es la que se utiliza para calcular los parámetros de línea microstrip necesarios para que se comporte como una inductancia

$$X = Z_h \beta l \quad \text{para} \quad Z_h \uparrow \text{ y } l < \frac{\lambda}{8} \quad (3.2)$$

siendo X la reactancia buscada, Z_h la impedancia característica de la línea (tiene que ser alta), $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ la constante de fase y l la longitud de la línea.

Hemos elegido una impedancia suficientemente alta para que las aproximaciones sean buenas, esta es $Z_h = 120\Omega$, y mediante la herramienta “txline” de AWR se obtiene una anchura $w = 0,34\text{ mm}$ y una longitud de onda $\lambda = 190,74\text{ mm}$. Utilizando la bobina de

3.4 Diseño del detector en 915 MHz

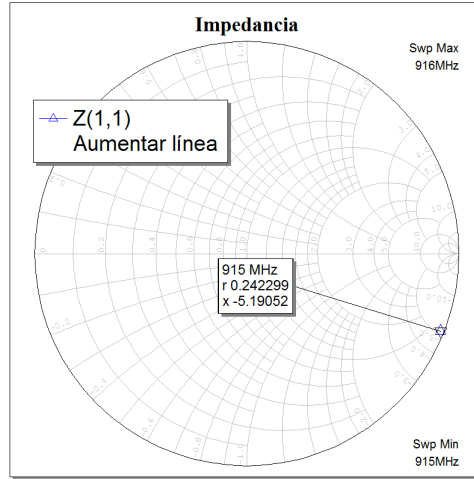


Figura 3.35: Resultado de aumentar la línea solo lo necesario para que se pueda soldar al diodo.

$L = 72,13$ nH, con la ecuación 3.1 y desnormalizando al multiplicar por $50\ \Omega$, se obtiene una reactancia $X = 414,69\ \Omega$. Con la ecuación 3.2 y estos parámetros obtenemos una longitud de la línea microstrip $l = 104,91$ mm, que al ser mayor que $\frac{\lambda}{8}$ no cumple las restricciones de las fórmulas de su diseño. Los valores de Z_h deben ser muy altos y no se pueden cambiar, por lo que λ y ω están relativamente fijadas limitando al diseño a valores pequeños de inductancia, por ello descartamos el método.

Considerando la posibilidad de utilizar inductancias pequeñas, es fácil darse cuenta al mirar la carta de Smith de que la única posibilidad sería diseñar la línea de transmisión del diodo para que desplace la impedancia cerca del círculo de conductancia unidad, y después añadirle la inductancia pequeña, llegar al círculo, cambiar a admitancias y mover la admitancia a al centro. El problema es que de esta manera, la impedancia vista desde la línea del diodo (cercana al círculo de conductancia unidad) estaría muy próxima al borde de la carta de Smith y del cortocircuito, por lo que al cambiar a la carta de admitancias para añadir el stub, obtenemos una admitancia enorme (cercana al circuito abierto), imposible de llevar al centro con el stub paralelo.

Como consecuencia, vamos a volver a la idea de aumentar la longitud de la línea microstrip. Esta vez teniendo en cuenta que al dar vueltas a la carta de Smith (una vuelta equivale a una longitud de $\frac{\lambda}{2}$) se reduce el ancho de banda. Basándonos en esto,

3.4 Diseño del detector en 915 MHz

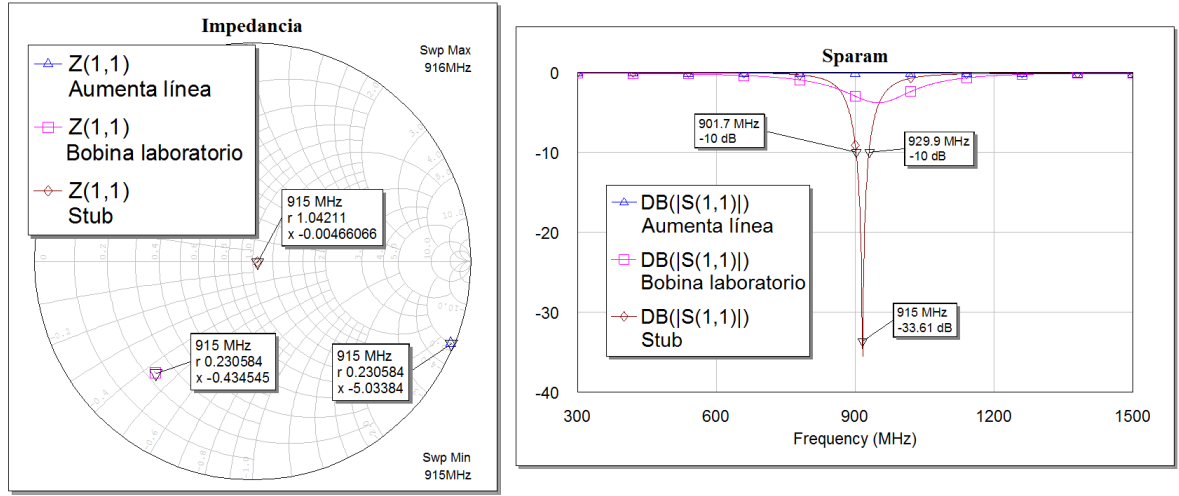


Figura 3.36: Resultado de añadir la bobina como componente concentrado para el diseño realizado. Con la línea (azul), la bobina (rosa) y toda la red de adaptación (marrón).

elegimos una longitud de línea $l \ll \frac{\lambda}{2}$. Esta es $l = 4$ mm con una anchura $w = 2$ mm, que será suficiente para poder soldarla bien con el diodo. La impedancia se mantiene por la misma zona de la carta de Smith, obteniendo la que se muestra en Fig. 3.35.

Para llegar al círculo de conductancia unidad de la carta de Smith, partimos de la impedancia vista desde la línea de transmisión diseñada, la cual se sitúa en el círculo de resistencia 0,24 de la carta. Este círculo corta con el círculo de conductancia unidad en la impedancia $Z = 0,24 - 0,43j$, por lo que obtenemos una reactancia normalizada $jX = -0,43j - (-5,19j) = 4,76j$. Utilizando la ecuación 3.1, se consigue una inductancia $L = 41,39$ nH. A la hora de fabricar tenemos la posibilidad de utilizar componentes concentrados, y no supondría ningún problema de fabricación ya que hemos aumentado la longitud de la línea. Una de estas inductancias tiene valor de 40 nH, y es con la que hemos realizado unos pequeños ajustes paramétricos para poder suplir este pequeño cambio.

Ajustando la longitud de la línea para una bobina de 40 nH con el objetivo de conseguir una impedancia vista por la bobina similar a $Z = 0,24 - 0,43j$ obtenemos una longitud modificada $l = 4,2$ mm, y como resultado de la impedancia vista por la bobina $Z = 0,23 - 0,43j$. Situándonos en dicha impedancia y cambiando a la carta de admitan-

3.4 Diseño del detector en 915 MHz

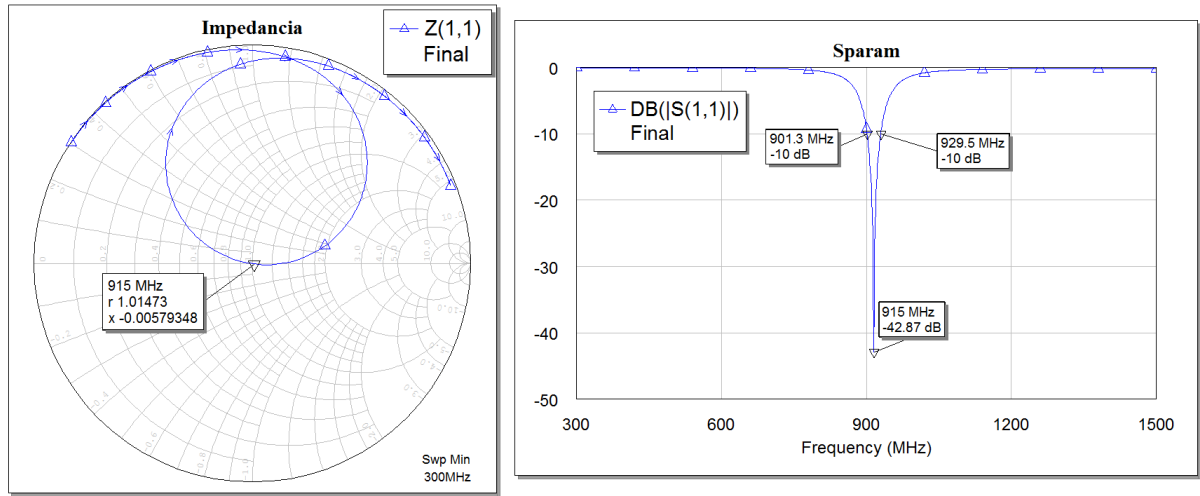


Figura 3.37: Resultados del diseño final del detector. Incluye uniones en “T” para que sea más realista y líneas de transmisión para el puerto y el final (lugar de medida).

cias, nos situamos en el círculo de conductancia unidad (en la carta de admitancias) con una susceptancia de $B = -1,78j$. Diseñamos el stub paralelo que añada esta cantidad para llevar la admitancia al centro, desplazándonos desde el cortocircuito de admitancias hasta $-1,78j$ hacia el generador, obteniendo una longitud $l = 0,331\lambda - 0,25\lambda = 0,081\lambda$. Mantenemos una anchura de $\omega = 2,87$ mm (50Ω) y por tanto una longitud de onda $\lambda = 178,24$ mm, por lo que finalmente la longitud del stub es $l = 14,43$ mm. Los resultados se muestran en Fig. 3.36, y se puede observar que el circuito está bien adaptado y centrado en 915 MHz con un ancho de banda a -10 dB de $28,2$ MHz, el cual funciona para los límites regulados por la banda ISM de 915 MHz dejando incluso un poco de margen, por lo que se ha definido un buen diseño.

Finalmente vamos a proceder a añadir en AWR líneas de transmisión de 50Ω ($\omega = 2,87$ mm) y longitud $l = 10$ mm en el puerto de entrada y al final, junto con dos uniones en “T”, una conectando el puerto, el stub paralelo y la bobina, y otra conectando el diodo, el condensador y la línea final; esto es para obtener un diseño más realista y generar un layout. Las dos uniones en “T” tienen los brazos con una anchura $\omega = 2,87$ mm, es decir 50Ω para el sustrato elegido y la frecuencia de diseño. Esto es porque se conectan o bien a componentes concentrados del circuito, o bien a líneas o stubs de anchura para 50Ω . Este diseño realista estropeará los resultados, por lo que será necesario un pequeño ajuste paramétrico. Únicamente, la longitud de línea microstrip

3.4 Diseño del detector en 915 MHz

que conecta el diodo ha pasado de $l = 4,2$ mm a $l = 4,15$ mm, y la longitud del stub ha pasado de $l = 14,43$ mm a $l = 14,63$ mm. Los resultados se muestran en Fig. 3.37. Como se puede apreciar, el ancho de banda sigue siendo suficiente para la aplicación siendo de 28,2 MHz, está bien adaptado y centrado en frecuencia, por lo que definitivamente se constituye el diseño del detector en la banda regulada de 915 MHz con buenos resultados en las simulaciones, acorde a los objetivos planteados. El layout realizado para fabricar el circuito se encuentra en el Apéndice D, el cual ha sido enviado para su propósito con suficiente antelación de la misma manera que el del sensor en 915 MHz, pero debido a causas ajenas todavía no se ha recibido el circuito. A continuación comentaremos las conclusiones de este trabajo.

Capítulo 4

Conclusiones

En este capítulo, en primer lugar, se expondrán las conclusiones analizadas a partir de los resultados del proyecto. Finalmente, se detallarán posibles líneas de trabajo futuras para mejorar el diseño o para ampliar el campo de investigación.

4.1. Análisis de los resultados y consecución de objetivos

A lo largo del trabajo, se han expuesto resultados acordes a lo especificado en la sección 1.2, cumpliéndose por tanto los objetivos propuestos. Se puede comprobar el desarrollo detallado y estructurado del diseño planteado, mediante el cual se obtienen paso por paso resultados fiables.

Se ha realizado un estudio sobre los prototipos de sensores que se encuentran en la literatura y se ha definido que el sistema extraerá la información sensada en el dominio del tiempo, por lo que se ha necesitado una estructura capaz de introducir el retardo de grupo suficiente a la señal electromagnética para poder separar en el tiempo dos pulsos gaussianos o cuadrados, los cuales son los responsables de extraer la información sobre la temperatura. Para ello, se ha propuesto una tecnología basada en partículas utilizadas en el diseño de metamateriales, las cuales han sido introducidas teóricamente. Concretamente se han utilizado las denominadas Líneas Magneto-Inductivas, que están

4.1 Análisis de los resultados y consecución de objetivos

compuestas por un tipo de partículas resonantes, los SSR, que son una versión rectangular de los SRR analizados. Como se ha comprobado, estas líneas proporcionan un retardo suficiente para la aplicación.

Se ha utilizado CST para simular dichas líneas MIW, y se han ajustado los parámetros de simulación comparando los resultados con los de prototipos ya investigados. Se ha desarrollado un programa en MATLAB que utiliza las fórmulas analizadas en el estudio inicial para el cálculo de la frecuencia central, ancho de banda y retardo de grupo de las líneas a partir de sus parámetros circuitales, y se ha establecido el patrón de comportamiento de los resultados en función de los parámetros físicos de diseño.

Teniendo en cuenta las condiciones de fabricación y diseño, como tamaños mínimos, sustratos disponibles, bandas de frecuencia reguladas y retardo de grupo, se han diseñado las líneas MIW considerando que tiene que existir un compromiso entre el retardo, el ancho de banda, el tamaño y las pérdidas, obteniendo buenos resultados acordes con los objetivos. Se han diseñado satisfactoriamente dos líneas en bandas ISM, una en 2,45 GHz con un retardo $\tau = 10$ ns y otra en 915 MHz con un retardo $\tau = 80$ ns, las cuales proporcionan las características necesarias para realizar los sensores.

Para conseguir el diseño de los sensores, primero se ha demostrado la funcionalidad de las líneas para tal efecto, pudiendo comprobar que se pueden separar en el tiempo dos pulsos utilizando un reflector al final de las mismas, el de referencia y el que porta la información de la temperatura. Una vez realizado el experimento, se han obtenido los resultados de añadir un termistor en distintas posiciones del reflector cortocircuitándolo o no a masa, generando gráficas de sensibilidad biyectivas para distintos valores de temperatura. Los resultados de los dos sensores (2,45 GHz y 915 MHz) son para pulsos gaussianos y cuadrados, como se definió en los objetivos.

En un rango de temperatura de -55 °C a 155 °C, para 2,45 GHz se ha conseguido una sensibilidad máxima del 13 % respecto a la amplitud de la señal incidente (utilizando pulsos cuadrados), y para 915 MHz una sensibilidad máxima del 7 % (pulsos cuadrados) y del 8,9 % (pulsos gaussianos). Se han diseñado los dos sensores propuestos con sensibilidades suficientes para medir la temperatura. Además son chipless, pasivos y con

4.2 Líneas futuras

posibilidad de ser inalámbricos, ya que funcionan en bandas reguladas y el sistema con el pulso de referencia permite estimar las pérdidas de potencia del canal en el momento del sensado.

Para el sistema en 915 MHz, se ha diseñado un circuito detector de envolvente para extraer la información respecto a la temperatura proporcionada por el sensor correspondiente. El esquema del circuito utiliza un diodo de Schottky, del cual se ha comprobado que el modelo utilizado tiene una impedancia de entrada muy alta. Mediante el simulador AWR, se ha realizado el diseño final realista de la red de adaptación necesaria para el diodo, consiguiendo ajustar la frecuencia de operación del circuito a la frecuencia de diseño y obteniendo el ancho de banda requerido para la aplicación. Esto se ha hecho dentro de las condiciones de fabricación impuestas y teniendo en cuenta los componentes disponibles para soldar al circuito. Por tanto, los resultados obtenidos son adecuados a lo especificado para comunicarse con el sensor en la banda regulada de 915 MHz. Los circuitos diseñados para dicha banda se encuentran en proceso de fabricación, con el fin de poder realizar medidas experimentales de los mismos.

En conclusión, se han obtenido resultados con éxito y se ajustan a los objetivos definidos en este Trabajo Fin de Grado.

4.2. Líneas futuras

Los sensores de este trabajo constituyen un sistema básico, el cual se puede mejorar para conseguir un sistema final totalmente comercializable, que por ejemplo pueda obtener medidas de varios dispositivos sensores simultáneamente. Las líneas futuras de investigación son las siguientes:

1. Realizar medidas experimentales en el laboratorio, para corroborar los resultados de las simulaciones.
2. Optimizar el diseño para adaptar mejor las líneas MIW, reducir las pérdidas de potencia, aumentar el retardo de grupo y miniaturizar el circuito.
3. Aumentar la sensibilidad del sensor ante cambios de temperatura, probando otras disposiciones del termistor.

4.2 Líneas futuras

4. Utilizar un reflector a mitad de camino de la línea MIW además del reflector final, para realizar más medidas mediante el envío de un único pulso.
5. Comprobar el funcionamiento mediante el uso de otro tipo de pulsos temporales, como por ejemplo pulsos con forma de *sinc* con sus lóbulos secundarios de baja amplitud, para que el ancho de banda de dichos pulsos esté limitado en frecuencia (debido a que la transformada de Fourier de una función *sinc* es un rectángulo).
6. Diseñar sensores que midan otro tipo de magnitudes diferentes a la temperatura, como tensión, humedad, movimiento...

APÉNDICES

Apéndice A

Presupuesto y Planificación

En este apartado se informa de manera detallada del desglose presupuestario, en función del equipo tecnológico y humano requerido para el desarrollo, así como de la subcontratación de tareas y demás costes generales.

PRESUPUESTO DEL TRABAJO FIN DE GRADO					
AUTOR					
Javier Martínez Cebrián					
DEPARTAMENTO					
Teoría de la Señal y Comunicaciones					
DESCRIPCIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO					
Título: Sensores Pasivos Basados en Líneas Magneto-Inductivas					
Duración: 4 meses					
Costes indirectos: 20% de los costes directos					
PRESUPUESTO FINAL (€)					
22628,60					

COSTES DIRECTOS					
PERSONAL					
Nombre y apellidos	NIF	Categoría	Dedicación (hombres mes)	Coste por hombre mes	Coste a 4 meses (€)
Francisco Javier Herraiz Martínez		Ingeniero Senior	0,5	3937,5	7875
Javier Martínez Cebrián		Ingeniero Junior	0,8	1968,75	6300
Total					14175

1 hombre mes=131,25 horas. Máximo anual de dedicación de 12 hombres mes (1575 horas)
Máximo anual para PDI de la Universidad Carlos III de Madrid de 8,8 hombres mes (1.155 horas)

EQUIPOS					
Descripción	Precio de facturación (€)	% de uso dedicado proyecto	Dedicación (meses)	Periodo de depreciación	Coste (€)
Licencia del simulador CST	34000	100	3	60	1700,00
Licencia del simulador AWR	10000	100	1	60	166,67
Licencia de MATLAB	70000	100	2	60	2333,33
Ordenador	1300	100	4	60	86,67
Alquiler de osciloscopio	500	100	1	60	8,33
Alquiler de generación de funciones	500	100	1	60	8,33
Circulador	270	100	1	60	4,50
Analizador de redes	500	100	1	60	8,33
Total					4316,17

Fórmula de cálculo del coste:

$$\frac{A}{B} \cdot C \cdot D$$

A = nº de meses en los que se utiliza el equipo desde la facturación

B = período de depreciación

C = coste del equipo (sin IVA)

D = % de dedicación al proyecto (en tanto por 1)

SUBCONTRATACIÓN DE TAREAS				
Empresa	Descripción			Coste (€)
Universidad Carlos III de Madrid	Circuito sensor	Fabricación		50
		Materiales	Substrato	100
			Termistor	6
			Conector	5
	Circuito detector	Fabricación		50
		Materiales		10
Total			221	

OTROS COSTES DIRECTOS DEL PROYECTO ^{a)}		
Descripción	Empresa	Coste (€)
Conexión a internet	Orange	85
Luz	Iberdrola	60
Total		145

a) Se incluyen todos los gastos no contemplados en los conceptos anteriores

RESUMEN DE COSTES

DESCRIPCIÓN	COSTES TOTALES €
Personal	14175
Equipos	4316,17
Subcontratación de tareas	221
Otros costes directos	145
Costes indirectos	3771,43
Total	22628,60

A continuación se estructura el diagrama de Gantt del proyecto, donde se contemplan las actividades realizadas para su ejecución. A pesar de que se ha planificado con suficiente antelación y se ha puesto en marcha el proceso de fabricación de ambos circuitos, no se han llegado a recibir los mismos por causas ajenas.

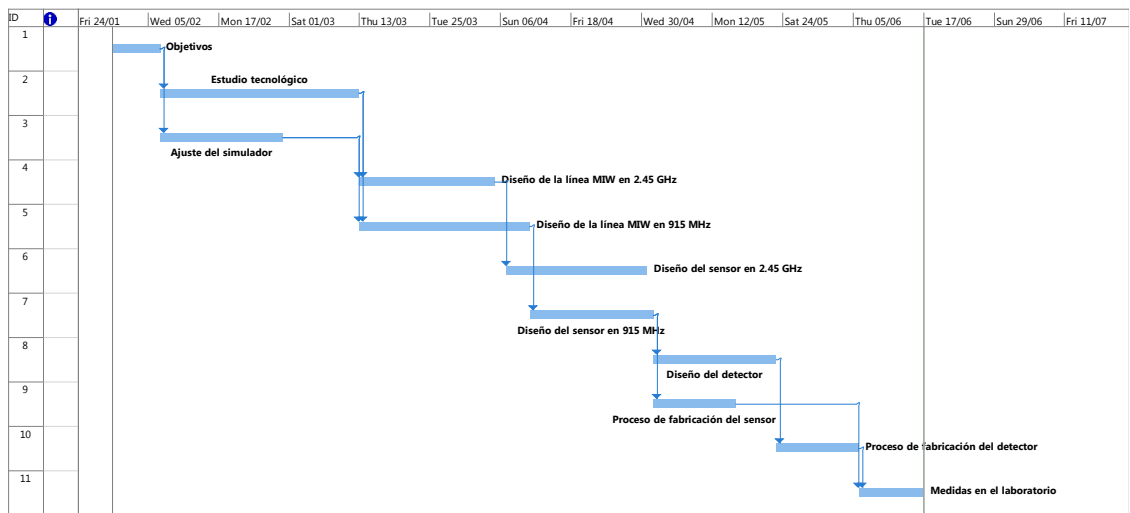


Figura A.1: Diagrama de Gantt del proyecto.

ID	Task	Task Name	Duration	Start	Finish	Predecessors
1		Objetivos	7 days	Thu 30/01/14	Thu 06/02/14	
2		Estudio tecnológico	25 days	Fri 07/02/14	Wed 12/03/14	1
3		Ajuste del simulador	15 days	Fri 07/02/14	Thu 27/02/14	1
4		Diseño de la línea MIW en 2.45 GHz	18 days	Thu 13/03/14	Fri 04/04/14	3,2
5		Diseño de la línea MIW en 915 MHz	22 days	Thu 13/03/14	Thu 10/04/14	3,2
6		Diseño del sensor en 2.45 GHz	18 days	Mon 07/04/14	Wed 30/04/14	4
7		Diseño del sensor en 915 MHz	15 days	Fri 11/04/14	Thu 01/05/14	5
8		Diseño del detector	15 days	Fri 02/05/14	Thu 22/05/14	7
9		Proceso de fabricación del sensor	10 days	Fri 02/05/14	Thu 15/05/14	7
10		Proceso de fabricación del detector	10 days	Fri 23/05/14	Thu 05/06/14	8
11		Medidas en el laboratorio	7 days	Fri 06/06/14	Mon 16/06/14	9,10

Figura A.2: Actividades del diagrama de Gantt.

Apéndice B

Código Desarrollado

Algoritmo B.1 Código para el diseño de las líneas MIW.

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%      SSR.m      %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

c0=3*10^8;
[e_eff_c z0_c]=coupled(w, s, h, er);
[e_eff_l z0_l]=coupled(w, h2, h, er);
C=sqrt(e_eff_c)*(d2/2)/(z0_c*c0);           %Capacidad total
L=sqrt(e_eff_l)*z0_l*d1/c0;                 %Inductancia total
F=log(d1./a+sqrt(1+(d1./a).^2))-sqrt(1+(a./d1).^2)+a./d1;
M=-10^-7*d1.*F;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

f0=1./(2.*pi.*sqrt(L.*C));
Retardo=-2*L.*N_ssrr./(M.*2*pi.*f0);
bwr=f0./sqrt(1+2*M./L);
bwl=f0./sqrt(1-2*M./L);
BW=bwr-bwl;
```

Algoritmo B.2 Código complemento para el diseño de las líneas MIW.

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% coupled.m %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function [e_eff z0]=coupled(w, gap, h, er)

k=gap/(gap+2*w);
k1=sinh(pi*(gap/2)/(2*h))/sinh(pi*(gap/2+w)/(2*h));

k_prima=sqrt(1-k^2);
k1_prima=sqrt(1-k1^2);

if(0<=k && k<0.7)
k_k=(1/pi*log(2*(1+sqrt(k_prima))/(1-sqrt(k_prima))))^-1;
end
if(0.7<=k && k<=1)
k_k=(1/pi*log(2*(1+sqrt(k))/(1-sqrt(k))));
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

if(0<=k1 && k1<0.7)
k1_k1=(1/pi*log(2*(1+sqrt(k1_prima))/(1-sqrt(k1_prima))))^-1;
end
if(0.7<=k1 && k1<=1)
k1_k1=(1/pi*log(2*(1+sqrt(k1))/(1-sqrt(k1))));
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

e_eff=1+(er-1)/2*k1_k1/k_k;
z0=120*pi/sqrt(e_eff)*k_k;
end
```

Apéndice C

Layout del Sensor en 915 MHz

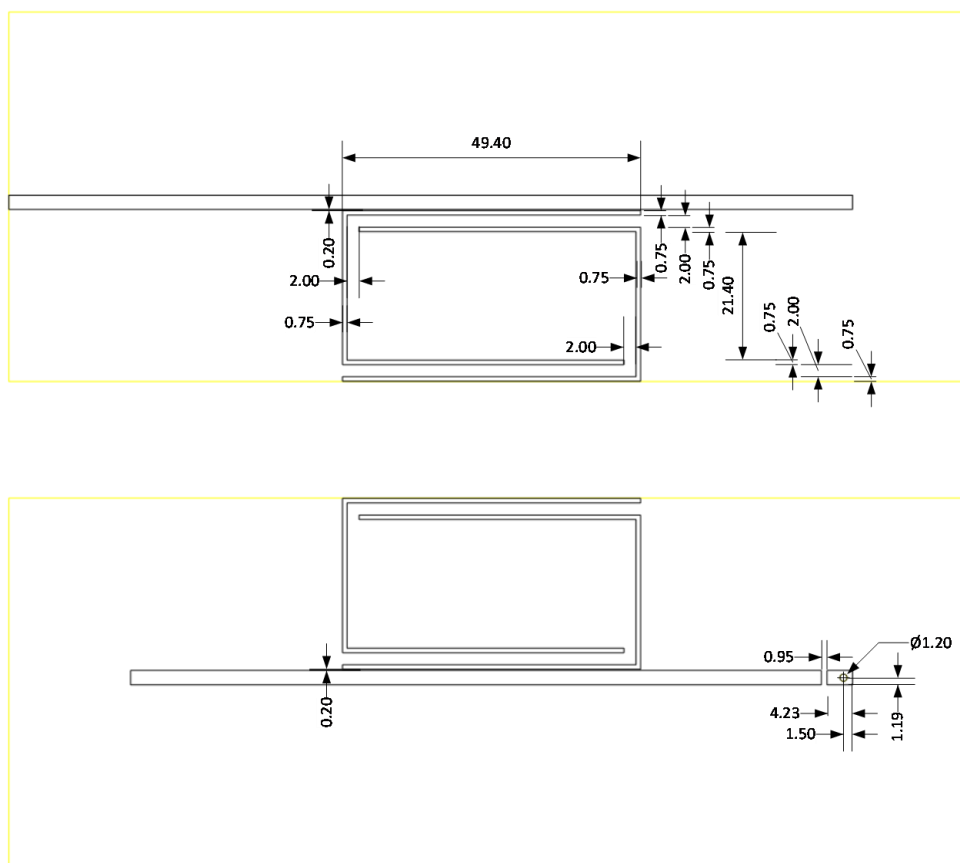


Figura C.1: Parte superior (arriba) e inferior (abajo) con las medidas en mm. En el gap de la derecha en el reflector $\frac{\lambda}{2}$ (abajo) se sitúa el termistor.

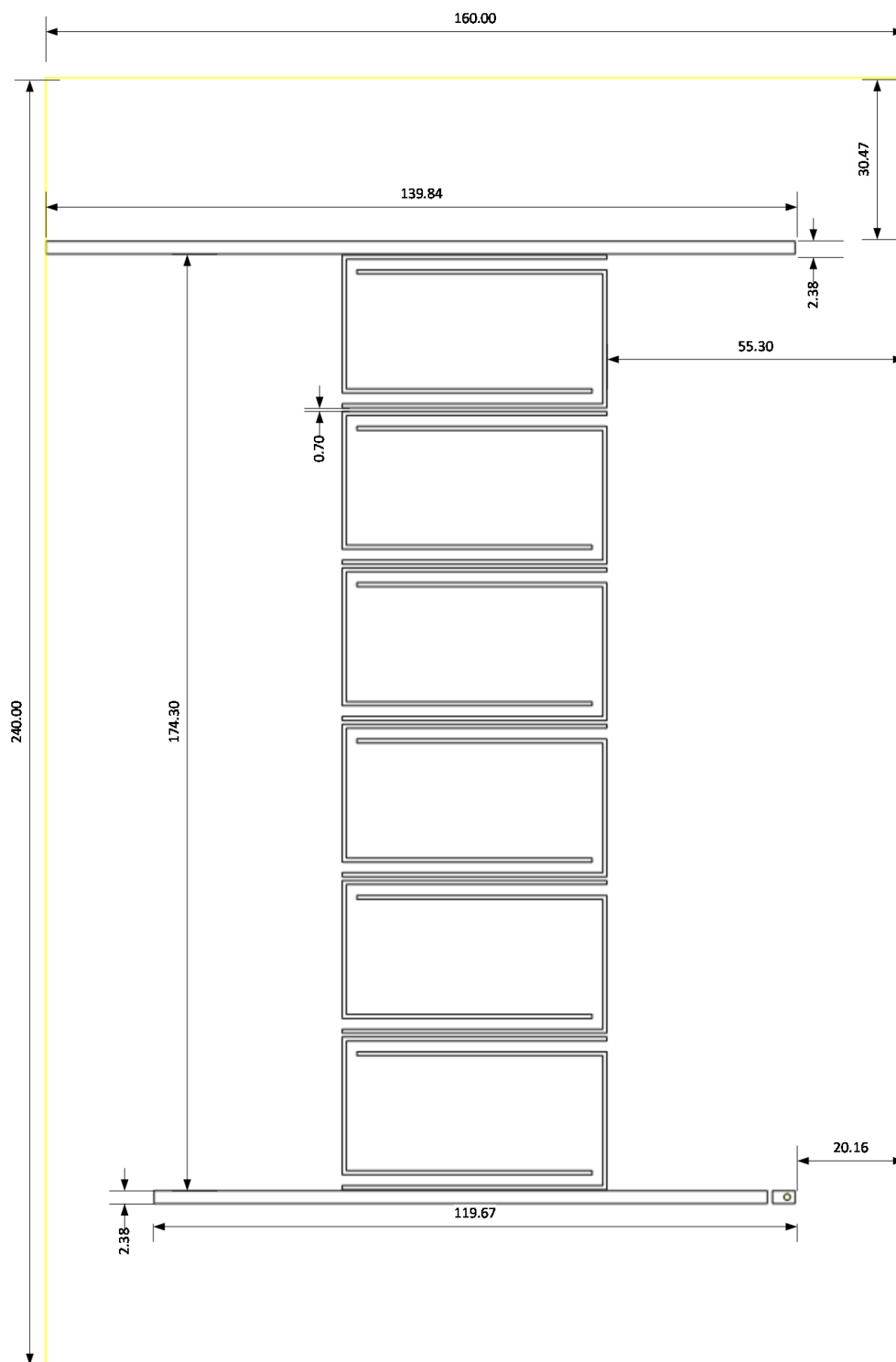
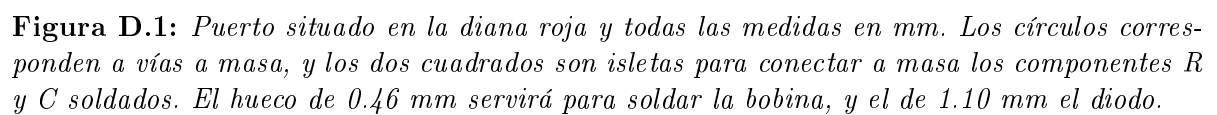
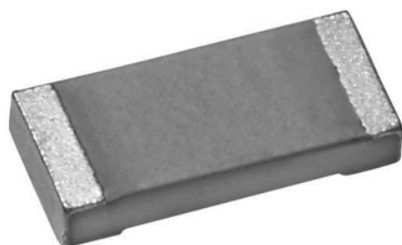


Figura C.2: *Circuito completo con las medidas en mm.*

Layout del Detector en 915 MHz



Platinum SMD Flat Chip Temperature Sensor



PTS SMD Flat Chip Temperature sensors are the perfect choice for temperature control of electronics operating under varying environmental conditions. The highly controlled platinum thin film manufacturing process guarantees an outstanding stability of temperature characteristics which ensures reliable operation even under harsh conditions. Typical applications include automotive, aviation and industrial electronics.

FEATURES

- Standardized characteristics according to IEC 60751
- Advanced thin film technology
- Short reaction times down to $t_{0,9} \leq 2$ s (in air)
- Outstanding stability of temperature characteristic
- Standard SMD sizes
- Supports lead (Pb)-free soldering
- Compliant to RoHS Directive 2002/95/EC



RoHS
COMPLIANT

APPLICATIONS

Temperature measurement in

- Automotive electronics
- Aviation electronics
- Industrial electronics

TECHNICAL SPECIFICATIONS				
DESCRIPTION		PTS 0603	PTS 0805	PTS 1206
Resistance values R_0 at 0 °C		100 Ω	100 Ω , 500 Ω	100 Ω , 500 Ω , 1000 Ω
Temperature coefficient (0 °C ... + 100 °C)		+ 3850 ppm/K		
Tolerance classes		F0.3, F0.6		
Operating temperature range		- 55 °C to + 155 °C		
Long term stability $\Delta R_0/R_0$; R_0 change after 1000 h at + 155 °C		< ± 0.04 %		
Insulation resistance		> 10 M Ω		
Measurement current $I_{meas. (DC)}$ ⁽²⁾	100 Ω	0.1 mA to 0.50 mA	0.1 mA to 1.0 mA	0.1 mA to 1.0 mA
	500 Ω	-	0.1 mA to 0.40 mA	0.1 mA to 0.40 mA
	1000 Ω	-	-	0.1 mA to 0.25 mA
Self-heating ⁽¹⁾	Still air ($v = 0$ m/s)	≤ 0.9 K/mW	≤ 0.8 K/mW	≤ 0.7 K/mW
Thermal response time ⁽¹⁾	Flowing water ($v = 0.4$ m/s)	$t_{0.5} \leq 0.1$ s	$t_{0.5} \leq 0.2$ s	$t_{0.5} \leq 0.3$ s
		$t_{0.9} \leq 0.2$ s	$t_{0.9} \leq 0.3$ s	$t_{0.9} \leq 0.4$ s
	Flowing air ($v = 3.0$ m/s)	$t_{0.5} \leq 1.0$ s	$t_{0.5} \leq 1.5$ s	$t_{0.5} \leq 2.0$ s
		$t_{0.9} \leq 2.0$ s	$t_{0.9} \leq 3.0$ s	$t_{0.9} \leq 5.0$ s

Notes

⁽¹⁾ Valid for sensor element only

⁽²⁾ Indicated measurement currents can be applied continuously with self-heating effect of less than 0.1 °C



PTS Series - Pt-Sensors

Platinum SMD Flat Chip
Temperature Sensor

Vishay Beyschlag

FUNCTIONAL PERFORMANCE

The temperature resistance relationships of the PTS series follow different equations:

For the temperature range of - 55 °C up to 0 °C:

$$R_T = R_0 \times (1 + A \times T + B \times T^2 + C \times (T - 100 \text{ °C}) \times T^3)$$

And for the temperature range of 0 °C up to + 155 °C:

$$R_T = R_0 \times (1 + A \times T + B \times T^2)$$

R_T : Resistance as a function of temperature

R_0 : Nominal resistance value at 0 °C

T : Temperature in °C

Coefficients according to IEC 60751:

$$A = 3.9083 \times 10^{-3} \text{ °C}^{-1}$$

$$B = - 5.775 \times 10^{-7} \text{ °C}^{-2}$$

$$C = - 4.183 \times 10^{-12} \text{ °C}^{-4}$$

The tolerances values of the PTS series are classified by the following equations as specified by IEC 60751:

Class F0.3: $\Delta T_{F0.3} = \pm (0.30 + 0.005 \times |T|)$

Class F0.6: $\Delta T_{F0.6} = \pm (0.60 + 0.010 \times |T|)$

NOMINAL RESISTANCE VALUE

TEMPERATURE (°C)	R/R ₀ RATIO	NOMINAL RESISTANCE VALUES			CLASS F0.3	CLASS F0.6
		R ₀ 100 Ω (Ω)	R ₀ 500 Ω (Ω)	R ₀ 1000 Ω (Ω)	T _{Tol.} (°C)	T _{Tol.} (°C)
- 55	0.78319	78.32	391.59	783.19	± 0.58	± 1.15
- 50	0.80306	80.31	401.53	803.06	± 0.55	± 1.10
- 45	0.82290	82.29	411.45	822.90	± 0.53	± 1.05
- 40	0.84271	84.27	421.35	842.71	± 0.50	± 1.00
- 35	0.86248	86.25	431.24	862.48	± 0.48	± 0.95
- 30	0.88222	88.22	441.11	882.22	± 0.45	± 0.90
- 25	0.90192	90.19	450.96	901.92	± 0.43	± 0.85
- 20	0.92160	92.16	460.80	921.60	± 0.40	± 0.80
- 15	0.94124	94.12	470.62	941.24	± 0.38	± 0.75
- 10	0.96086	96.09	480.43	960.86	± 0.35	± 0.70
- 5	0.98044	98.04	490.22	980.44	± 0.33	± 0.65
0	1.00000	100.00	500.00	1000.00	± 0.30	± 0.60
5	1.01953	101.95	509.76	1019.53	± 0.33	± 0.65
10	1.03903	103.90	519.51	1039.03	± 0.35	± 0.70
15	1.05849	105.85	529.25	1058.49	± 0.38	± 0.75
20	1.07794	107.79	538.97	1077.94	± 0.40	± 0.80
25	1.09735	109.73	548.67	1097.35	± 0.43	± 0.85
30	1.11673	111.67	558.36	1116.73	± 0.45	± 0.90
35	1.13608	113.61	568.04	1136.08	± 0.48	± 0.95
40	1.15541	115.54	577.70	1155.41	± 0.50	± 1.00
45	1.17470	117.47	587.35	1174.70	± 0.53	± 1.05
50	1.19397	119.40	596.99	1193.97	± 0.55	± 1.10
55	1.21321	121.32	606.60	1213.21	± 0.58	± 1.15
60	1.23242	123.24	616.21	1232.42	± 0.60	± 1.20
65	1.25160	125.16	625.80	1251.60	± 0.63	± 1.25
70	1.27075	127.08	635.38	1270.75	± 0.65	± 1.30
75	1.28987	128.99	644.94	1289.87	± 0.68	± 1.35
80	1.30897	130.90	654.48	1308.97	± 0.70	± 1.40
85	1.32803	132.80	664.02	1328.03	± 0.73	± 1.45
90	1.34707	134.71	673.53	1347.07	± 0.75	± 1.50
95	1.36608	136.61	683.04	1366.08	± 0.78	± 1.55
100	1.38506	138.51	692.53	1385.06	± 0.80	± 1.60
105	1.40400	140.40	702.00	1404.00	± 0.83	± 1.65
110	1.42293	142.29	711.46	1422.93	± 0.85	± 1.70
115	1.44182	144.18	720.91	1441.82	± 0.88	± 1.75
120	1.46068	146.07	730.34	1460.68	± 0.90	± 1.80
125	1.47951	147.95	739.76	1479.51	± 0.93	± 1.85
130	1.49832	149.83	749.16	1498.32	± 0.95	± 1.90
135	1.51710	151.71	758.55	1517.10	± 0.98	± 1.95
140	1.53584	153.58	767.92	1535.84	± 1.00	± 2.00
145	1.55456	155.46	777.28	1554.56	± 1.03	± 2.05
150	1.57325	157.33	786.63	1573.25	± 1.05	± 2.10
155	1.59191	159.19	795.96	1591.91	± 1.08	± 2.15

HSMS-285x Series

Surface Mount Zero Bias Schottky Detector Diodes



Data Sheet



Lead (Pb) Free
RoHS 6 fully
compliant



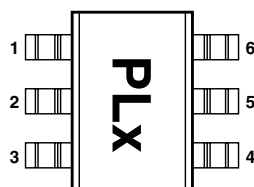
Description

Avago's HSMS-285x family of zero bias Schottky detector diodes has been designed and optimized for use in small signal (Pin < -20 dBm) applications at frequencies below 1.5 GHz. They are ideal for RF/ID and RF Tag applications where primary (DC bias) power is not available.

Important Note: For detector applications with input power levels greater than -20 dBm, use the HSMS-282x series at frequencies below 4.0 GHz, and the HSMS-286x series at frequencies above 4.0 GHz. The HSMS-285x series IS NOT RECOMMENDED for these higher power level applications.

Available in various package configurations, these detector diodes provide low cost solutions to a wide variety of design problems. Avago's manufacturing techniques assure that when two diodes are mounted into a single package, they are taken from adjacent sites on the wafer, assuring the highest possible degree of match.

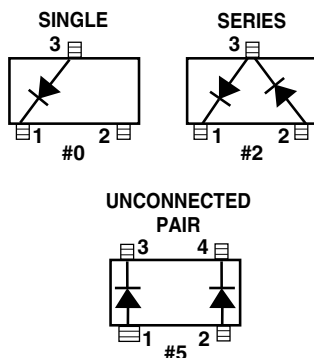
Pin Connections and Package Marking



Notes:

1. Package marking provides orientation and identification.
2. See "Electrical Specifications" for appropriate package marking.

SOT-23/SOT-143 Package Lead Code Identification (top view)



Features

- Surface Mount SOT-23/SOT-143 Packages
- Miniature SOT-323 and SOT-363 Packages
- High Detection Sensitivity:
up to 50 mV/μW at 915 MHz
- Low Flicker Noise:
-162 dBV/Hz at 100 Hz
- Low FIT (Failure in Time) Rate*
- Tape and Reel Options Available
- Matched Diodes for Consistent Performance
- Better Thermal Conductivity for Higher Power Dissipation
- Lead-free

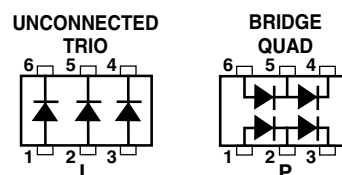
* For more information see the Surface Mount Schottky Reliability Data Sheet.



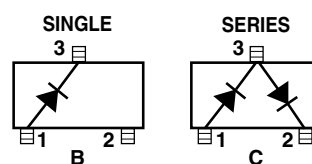
Attention: Observe precautions for handling electrostatic sensitive devices.

ESD Machine Model (Class A)
ESD Human Body Model (Class 0)
Refer to Avago Application Note A004R:
Electrostatic Discharge Damage and Control.

SOT-363 Package Lead Code Identification (top view)



SOT-323 Package Lead Code Identification (top view)



Absolute Maximum Ratings, T_C = +25°C, Single Diode

Symbol	Parameter	Unit	Absolute Maximum ^[1]	
			SOT-23/143	SOT-323/363
P _{IV}	Peak Inverse Voltage	V	2.0	2.0
T _J	Junction Temperature	°C	150	150
T _{STG}	Storage Temperature	°C	-65 to 150	-65 to 150
T _{OP}	Operating Temperature	°C	-65 to 150	-65 to 150
θ _{jc}	Thermal Resistance ^[2]	°C/W	500	150

Notes:

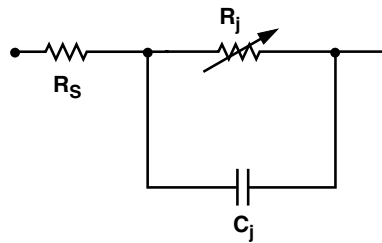
1. Operation in excess of any one of these conditions may result in permanent damage to the device.
2. T_C = +25°C, where T_C is defined to be the temperature at the package pins where contact is made to the circuit board.

ESD WARNING:

Handling Precautions Should Be Taken To Avoid Static Discharge.

Equivalent Linear Circuit Model

HSMS-285x chip



R_S = series resistance (see Table of SPICE parameters)

C_J = junction capacitance (see Table of SPICE parameters)

$$R_J = \frac{8.33 \times 10^{-5} \text{ nT}}{I_b + I_s}$$

where

I_b = externally applied bias current in amps

I_s = saturation current (see table of SPICE parameters)

T = temperature, °K

n = ideality factor (see table of SPICE parameters)

Note:

To effectively model the packaged HSMS-285x product, please refer to Application Note AN1124.

SPICE Parameters

Parameter	Units	HSMS-285x
B _V	V	3.8
C _{J0}	pF	0.18
E _G	eV	0.69
I _{BV}	A	3 E-4
I _S	A	3 E-6
N		1.06
R _S	Ω	25
P _B (V _J)	V	0.35
P _T (XTI)		2
M		0.5

Applications Information

Introduction

Avago's HSMS-285x family of Schottky detector diodes has been developed specifically for low cost, high volume designs in small signal ($P_{in} < -20$ dBm) applications at frequencies below 1.5 GHz. At higher frequencies, the DC biased HSMS-286x family should be considered.

In large signal power or gain control applications ($P_{in} > -20$ dBm), the HSMS-282x and HSMS-286x products should be used. The HSMS-285x zero bias diode is not designed for large signal designs.

Schottky Barrier Diode Characteristics

Stripped of its package, a Schottky barrier diode chip consists of a metal-semiconductor barrier formed by deposition of a metal layer on a semiconductor. The most common of several different types, the passivated diode, is shown in Figure 5, along with its equivalent circuit.

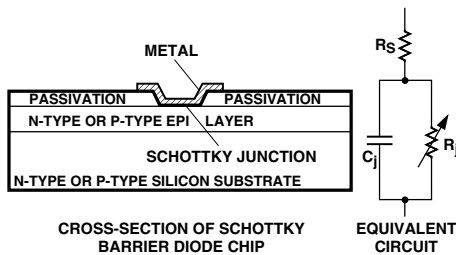


Figure 5. Schottky Diode Chip.

R_S is the parasitic series resistance of the diode, the sum of the bondwire and leadframe resistance, the resistance of the bulk layer of silicon, etc. RF energy coupled into R_S is lost as heat—it does not contribute to the rectified output of the diode. C_J is parasitic junction capacitance of the diode, controlled by the thickness of the epitaxial layer and the diameter of the Schottky contact. R_J is the junction resistance of the diode, a function of the total current flowing through it.

$$R_J = \frac{8.33 \times 10^{-5} n T}{I_S + I_b} = R_V - R_S$$

$$= \frac{0.026}{I_S + I_b} \text{ at } 25^\circ\text{C}$$

where

- n = ideality factor (see table of SPICE parameters)
- T = temperature in °K
- I_S = saturation current (see table of SPICE parameters)
- I_b = externally applied bias current in amps

I_S is a function of diode barrier height, and can range from picoamps for high barrier diodes to as much as 5 μ A for very low barrier diodes.

The Height of the Schottky Barrier

The current-voltage characteristic of a Schottky barrier diode at room temperature is described by the following equation:

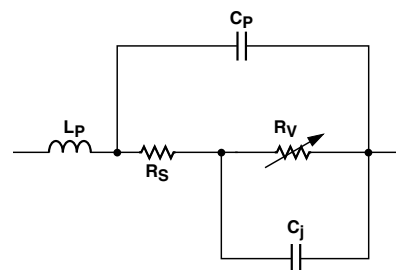
$$I = I_S \left(\exp \left(\frac{V - IR_S}{0.026} \right) - 1 \right)$$

On a semi-log plot (as shown in the Avago catalog) the current graph will be a straight line with inverse slope $2.3 \times 0.026 = 0.060$ volts per cycle (until the effect of R_S is seen in a curve that droops at high current). All Schottky diode curves have the same slope, but not necessarily the same value of current for a given voltage. This is determined by the saturation current, I_S , and is related to the barrier height of the diode.

Through the choice of p-type or n-type silicon, and the selection of metal, one can tailor the characteristics of a Schottky diode. Barrier height will be altered, and at the same time C_J and R_S will be changed. In general, very low barrier height diodes (with high values of I_S , suitable for zero bias applications) are realized on p-type silicon. Such diodes suffer from higher values of R_S than do the n-type. Thus, p-type diodes are generally reserved for small signal detector applications (where very high values of R_V swamp out high R_S) and n-type diodes are used for mixer applications (where high L.O. drive levels keep R_V low).

Measuring Diode Parameters

The measurement of the five elements which make up the low frequency equivalent circuit for a packaged Schottky diode (see Figure 6) is a complex task. Various techniques are used for each element. The task begins with the elements of the diode chip itself.



FOR THE HSMS-285x SERIES

- $C_P = 0.08$ pF
- $L_P = 2$ nH
- $C_J = 0.18$ pF
- $R_S = 25$ Ω
- $R_V = 9$ K Ω

Figure 6. Equivalent Circuit of a Schottky Diode.

The most difficult part of the design of a detector circuit is the input impedance matching network. For very broadband detectors, a shunt $60\ \Omega$ resistor will give good input match, but at the expense of detection sensitivity.

When maximum sensitivity is required over a narrow band of frequencies, a reactive matching network is optimum. Such networks can be realized in either lumped or distributed elements, depending upon frequency, size constraints and cost limitations, but certain general design principals exist for all types.^[3] Design work begins with the RF impedance of the HSMS-285x series, which is given in Figure 9.

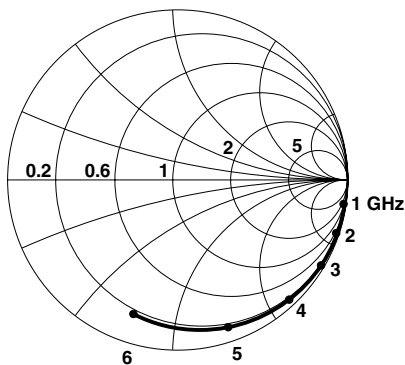


Figure 9. RF Impedance of the HSMS-285x Series at -40 dBm.

915 MHz Detector Circuit

Figure 10 illustrates a simple impedance matching network for a 915 MHz detector.

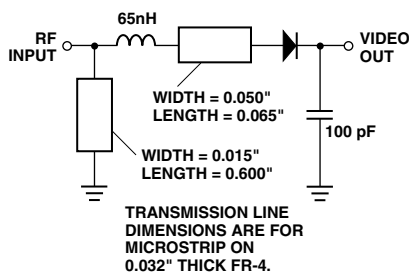
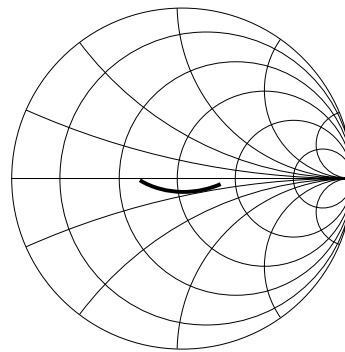


Figure 10. 915 MHz Matching Network for the HSMS-285x Series at Zero Bias.

A 65 nH inductor rotates the impedance of the diode to a point on the Smith Chart where a shunt inductor can pull it up to the center. The short length of 0.065" wide microstrip line is used to mount the lead of the diode's SOT-323 package. A shorted shunt stub of length $<\lambda/4$ provides the necessary shunt inductance and simultaneously provides the return circuit for the current generated in the diode. The impedance of this circuit is given in Figure 11.



FREQUENCY (GHz): 0.9-0.93

Figure 11. Input Impedance.

The input match, expressed in terms of return loss, is given in Figure 12.

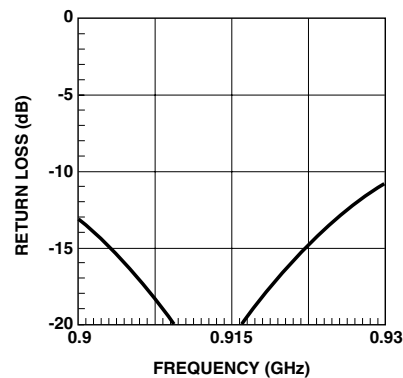


Figure 12. Input Return Loss.

As can be seen, the band over which a good match is achieved is more than adequate for 915 MHz RFID applications.

Voltage Doublers

To this point, we have restricted our discussion to single diode detectors. A glance at Figure 8, however, will lead to the suggestion that the two types of single diode detectors be combined into a two diode voltage doubler^[4] (known also as a full wave rectifier). Such a detector is shown in Figure 13.

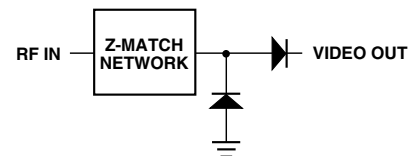


Figure 13. Voltage Doubler Circuit.

^[2] Avago Application Note 969, An Optimum Zero Bias Schottky Detector Diode.

^[3] Avago Application Note 963, Impedance Matching Techniques for Mixers and Detectors.

Bibliografía

- [1] S. Preradovic and N. C. Karmakar, “Chipless RFID: Bar code of the future,” *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 11, no. 7, pp. 87–97, 2010.
- [2] F. J. Herraiz-Martínez, F. Paredes, G. Zamora Gonzalez, F. Martin, and J. Bonache, “Printed magnetoinductive-wave (MIW) delay lines for chipless RFID applications,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 11, pp. 5075–5082, 2012.
- [3] ITU, “Radio regulations,” vol. 1, 5.150, p. 65, 2012.
- [4] T. M. Reeder and D. E. Cullen, “Surface-acoustic-wave pressure and temperature sensors,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 64, no. 5, pp. 754–756, 1976.
- [5] D. Hauden, S. Rousseau, and J. Gagnepain, “Sensitivities of SAW oscillators to temperature, forces and pressure Application to sensors,” vol. 1, pp. 312–319, 1980.
- [6] D. Hauden, S. Rousseau, G. Jaillet, and R. Coquerel, “Pressure and temperature measurements with SAW sensors,” 1982.
- [7] R. White, “Surface acoustic wave sensors,” pp. 490–494, 1985.
- [8] J. Hou and H. van de Vaart, “Mass sensitivity of plate modes in surface acoustic wave devices and their potential as chemical sensors,” pp. 573–578, 1987.
- [9] D. P. Morgan, “Historia de los dispositivos SAW,” *IEEE*, <http://www.ieee-uffc.org/main/history-morgan.asp>, 1998.
- [10] L. Yang, A. Rida, R. Vyas, and M. M. Tentzeris, “RFID tag and RF structures on a paper substrate using inkjet-printing technology,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 12, pp. 2894–2901, 2007.

- [11] J. Dowling, M. M. Tentzeris, and N. Beckett, “RFID-enabled temperature sensing devices: A major step forward for energy efficiency in home and industrial applications,” pp. 1–4, 2009.
- [12] S. Caizzone, C. Occhiuzzi, and G. Marrocco, “Multi-chip RFID antenna integrating shape-memory alloys for detection of thermal thresholds,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 7, pp. 2488–2494, 2011.
- [13] R. Potyrailo, C. Surman, R. Chen, S. Go, K. Dovidenko, W. Morris, E. Holwitt, V. Sorola, and J. Kiel, “Label-free biosensing using passive radio-frequency identification (RFID) sensors,” pp. 2378–2380, 2009.
- [14] Y. Ikemoto, S. Suzuki, H. Okamoto, H. Murakami, H. Asama, S. Morishita, T. Mishima, X. Lin, and H. Itoh, “Force sensor system for structural health monitoring using passive RFID tags,” *Sensor Review*, vol. 29, no. 2, pp. 127–136, 2009.
- [15] C. Occhiuzzi, C. Paggi, and G. Marrocco, “RFID tag antenna for passive strain sensing,” pp. 2306–2308, 2011.
- [16] C. Occhiuzzi, S. Cippitelli, and G. Marrocco, “Modeling, design and experimentation of wearable RFID sensor tag,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 8, pp. 2490–2498, 2010.
- [17] J. Sidén, J. Gao, and B. Neubauer, “Microstrip antennas for remote moisture sensing using passive RFID,” pp. 2375–2378, 2009.
- [18] L. Yang, R. Zhang, D. Staiculescu, C. Wong, and M. M. Tentzeris, “A novel conformal RFID-enabled module utilizing inkjet-printed antennas and carbon nanotubes for gas-detection applications,” *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 8, pp. 653–656, 2009.
- [19] J. Dowling and M. M. Tentzeris, ““Smart house” and “smart-energy” applications of low-power RFID-based wireless sensors,” pp. 2412–2415, 2009.
- [20] R. Vyas, V. Lakafosis, H. Lee, G. Shaker, L. Yang, G. Orecchini, A. Traille, M. M. Tentzeris, and L. Roselli, “Inkjet printed, self powered, wireless sensors for environmental, gas, and authentication-based sensing,” *Sensors Journal, IEEE*, vol. 11, no. 12, pp. 3139–3152, 2011.

- [21] C. Occhiuzzi, A. Rida, G. Marrocco, and M. Tentzeris, “RFID passive gas sensor integrating carbon nanotubes,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 10, pp. 2674–2684, 2011.
- [22] D. Girbau, A. Ramos, A. Lazaro, S. Rima, and R. Villarino, “Passive wireless temperature sensor based on time-coded UWB chipless RFID tags,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 11, pp. 3623–3632, 2012.
- [23] A. Ramos, A. Lazaro, D. Girbau, and R. Villarino, “Time-domain measurement of time-coded UWB chipless RFID tags,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 116, 2011.
- [24] D. Girbau, A. Lázaro, and A. Ramos, “Time-coded chipless RFID tags: Design, characterization and application,” pp. 12–17, 2012.
- [25] D. Girbau, J. Lorenzo, A. Lazaro, C. Ferrater, and R. Villarino, “Frequency-coded chipless RFID tag based on dual-band resonators,” *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 11, pp. 126–128, 2012.
- [26] A. Traille, S. Bouaziz, H. Aubert, P. Pons, and M. Tentzeris, “A novel wireless passive temperature sensor utilizing microfluidic principles in millimeter-wave frequencies,” pp. 524–525, 2011.
- [27] J. Siden, X. Zeng, T. Unander, A. Koptug, and H.-E. Nilsson, “Remote moisture sensing utilizing ordinary RFID tags,” pp. 308–311, 2007.
- [28] Y. Kawahara, H. Lee, and M. M. Tentzeris, “SenSprout: inkjet-printed soil moisture and leaf wetness sensor,” pp. 545–545, 2012.
- [29] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications*. John Wiley & Sons, 2005.
- [30] F. J. Herraiz Martínez, “Metamaterial-loaded printed antennas: design and application,” 2010.
- [31] J. Romero Huertas, “Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales,” 2009.

- [32] V. G. Veselago, “The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ε and μ ,” *Physics-Uspekhi*, vol. 10, no. 4, pp. 509–514, 1968.
- [33] Wikipedia, “Índice de refracción,” http://es.wikipedia.org/wiki/%C3%8Dndice_de_refracci%C3%B3n.
- [34] J. Pendry, A. Holden, W. Stewart, and I. Youngs, “Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures,” *Physical review letters*, vol. 76, no. 25, p. 4773, 1996.
- [35] J. Pendry, A. Holden, D. Robbins, and W. Stewart, “Low frequency plasmons in thin-wire structures,” *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 10, no. 22, p. 4785, 1998.
- [36] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. Robbins, and W. Stewart, “Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 11, pp. 2075–2084, 1999.
- [37] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, “Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity,” *Physical review letters*, vol. 84, no. 18, p. 4184, 2000.
- [38] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. M. Sillero, F. Falcone, T. Lopetegui, M. A. Laso, J. Garcia-Garcia, I. Gil, M. F. Portillo, *et al.*, “Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 4, pp. 1451–1461, 2005.
- [39] I. J. Bahl and P. Bhartia, *Microwave solid state circuit design*. Wiley New York, 1988.
- [40] R. Marqués, F. Mesa, J. Martel, and F. Medina, “Comparative analysis of edge-and broadside-coupled split ring resonators for metamaterial design-theory and experiments,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 10, pp. 2572–2581, 2003.
- [41] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, “Experimental verification of a negative index of refraction,” *science*, vol. 292, no. 5514, pp. 77–79, 2001.

- [42] R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, *Metamaterials with negative parameters: theory, design and microwave applications*, vol. 183. John Wiley & Sons, 2008.
- [43] E. Shamonina, V. Kalinin, K. Ringhofer, and L. Solymar, “Magneto-inductive waveguide,” *Electronics letters*, vol. 38, no. 8, pp. 371–373, 2002.
- [44] M. Freire, R. Marques, F. Medina, M. Laso, and F. Martin, “Planar magnetoinductive wave transducers: Theory and applications,” *Applied physics letters*, vol. 85, no. 19, pp. 4439–4441, 2004.
- [45] M. Wiltshire, E. Shamonina, I. Young, and L. Solymar, “Dispersion characteristics of magneto-inductive waves: comparison between theory and experiment,” *Electronics Letters*, vol. 39, no. 2, pp. 215–217, 2003.